HOCHFREQUENZ

FERNSEHEN

ELEKTROAKUSTIK

MESSEN . STEUERN . REGELN

Chefredakteur: WILHELM ROTH

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU

NOVEMBER 1958 · 12. JAHRGANG · HEFT

C. HEINDL

Zum Stand der Oszillografentechnik

DK 621.317.75

Die Oszillografentechnik hat in den letzten Jahren vor allem in den Vereinigten Staaten eine sprunghafte Weiterentwicklung erlebt, in deren Zuge praktisch die gesamte Schaltungstechnik grundlegend verändert wurde. In den folgenden Ausführungen wird nun versucht, einen Überblick über die moderne Technik der Oszillografenschaltungen zu geben. An Hand von ausgeführten Beispielen werden dabei nacheinander behandelt:

- 1) Verstärkerschaltungen einschließlich Verzögerungsnetzwerk;
- 2) Schaltungstechnik der Zeitablenkeinrichtung und der Triggerung;
- 3) Technik der Katodenstrahlröhren und deren Hochspannungsnetz-
- 4) Stromversorgungseinheit;
- 5) Eigenschaften moderner Oszillografen.

Im Rahmen der Teilabschnitte soll auf interessante Varianten eingegangen werden, die neue Anwendungsmöglichkeiten der Oszillografen-Meßtechnik erschlossen haben.

1. Verstärkerschaltungen einschließlich Verzögerungsnetzwerk

Oszillografen-Breitbandverstärker wurden bislang fast ausschließlich nach dem Prinzip des RC-Verstärkers aufgebaut. Die obere Frequenzgrenze dieser Verstärker liegt (bedingt durch die unvermeidbaren Kapazitäten) selbst unter Anwendung von Entzerrungsgliedern kaum über 15 MHz. Die untere Grenzfrequenz kann mit Rücksicht auf die erforderliche Größe der Koppelkondensatoren und damit wieder im Hinblick auf die obere Grenzfrequenz kaum unter einige Hertz gebracht werden. Für viele Meßaufgaben stören diese Frequenzgrenzen [1], und zwar vor allen Dingen die untere Grenze [2], die es unmöglich macht, langsam verlaufende Vorgänge zu beobachten. Selbst bei der Betrachtung von Vorgängen, deren Frequenz über der eigentlichen Grenzfrequenz liegt, machen sich die Koppelzeitkonstanten bemerkbar und führen unter anderem bei der Übertragung von Rechteckimpulsen zu der sogenannten Dachschräge.

In der modernen Oszillografentechnik ist es mit gleichspannungsgekoppelten Breitbandverstärkern gelungen, die untere Frequenzgrenze zu beseitigen. Man bedient sich dabei für Verstärker bis etwa 15 MHz der Kaskadenschaltungen und verwendet für Oszillografen zur Darstellung von hochfrequenten Vorgängen bis zu 60 MHz und höher Kettenverstärker.

Eine Reihe von Gründen spricht dafür, die gleichspannungsgekoppelten Verstärker in Gegentaktschaltung aufzubauen. Die Ablenk-

platten der Katodenstrahlröhre müssen zur Vermeidung von Trapezfehlern [3] symmetrisch angesteuert werden. Diese Bedingung erfüllt am besten eine Gegentaktschaltung. Die zur Erreichung optimaler Punktschärfe erforderliche Spannung an den Platten läßt sich nun durch geeigneten Aufbau der Schaltung zur Stromversorgung der Katodenstrahlröhre so legen, daß sie gleichzeitig als Anodenspannung für die letzte Stufe des Verstärkers dienen kann. Damit ist die Gleichspannungskopplung ermöglicht. Unbedingt anzustreben ist aber eine Gegentaktschaltung im Hinblick auf die Nullpunktstabilität des Verstärkers. Bei der Gegentaktschaltung kompensieren sich die Einflüsse der Schwankungen der Stromversorgungsspannungen weitgehend, da sie auf beide Zweige gleichmäßig einwirken. Hierfür ist eine strenge Symmetrie der Schaltelemente und der Eigenschaften der Röhrenpaare Voraussetzung. Zur besseren Annäherung der Arbeitskennlinien und zur Linearisierung wird dabei häufig von Gegenkopplung Gebrauch gemacht. Um die Schwankungen der Anoden- und Heizspannungen von vornherein kleinzuhalten, muß die Stromversorgung aus elektronisch stabilisierten Netzgeräten erfolgen. Bei Verstärkern mit hohem Verstärkungsgrad ist darüber hinaus zur Erreichung einer ausreichenden Stabilität die Anwendung von Gegenkopplungsschaltungen über mehrere Stufen erforderlich. Selbstverständlich wirken sich diese Maßnahmen im gleichen Maße auf die Konstanz des Verstärkungsgrades aus. Nach diesen Gesichtspunkten aufgebaute Oszillografenverstärker erlauben ohne weiteres eine direkte Empfindlichkeitseichung des Oszillografen für Absolutmessungen.

Bild 1 zeigt das Blockbild eines modernen Oszillografenverstärkers. Zur Einstellung der Empfindlichkeit in geeichten Stufen verwendet man am Eingang des Vertikalverstärkers umschaltbare frequenzkompensierte Widerstandsteiler nach Bild 2. Wie sich elementar ableiten läßt, sind solche Teiler frei von Frequenzgangfehlern, solange die Beziehung gilt

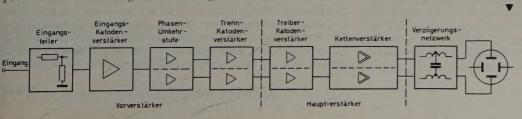
$$R_1 \cdot C_1 = R_2 \cdot C_2 \tag{1}$$

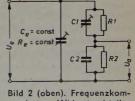
Es ist dann
$$\frac{U_e}{U_a} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} \tag{2}$$

Dies ist mit genügender Genauigkeit bei Auswahl geeigneter Bauelemente bis zu Frequenzen von etwa 30 MHz zu erfüllen. C1 ent-

Bild 1 (unten). Blockbild eines mo-

dernen Oszillografenverstärkers

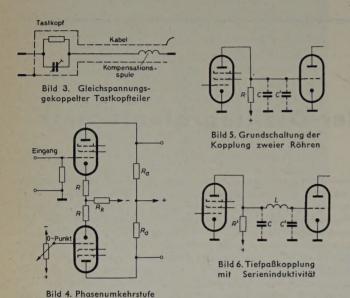




pensierter Widerstandsteiler

C2 geht die Eingangskapazität der nachfolgenden Verstärkerstufe ein. Der Kondensator parallel zum Eingang ermöglicht die Konstanthaltung der Eingangskapazität beim Umschalten der einzelnen Teilerglieder. Auch der ohmsche Wert des Eingangswiderstandes wird gleichgehalten, um zur Erweiterung des Eingangsspannungsbereichs und zur Erhöhung der Eingangsimpedanz weitere Teilerglieder in Tastkopfform nach Bild 3 vorschalten zu können.

Auf den Eingangsteiler folgt im allgemeinen ein Katodenverstärker. Diese Stufe dient (außer zur Erreichung einer hohen Eingangsimpedanz des Verstärkers) dazu, Änderungen der dynamischen Gitterkapazität, die bei Verstärkungsregelung der nachfolgenden Verstärkerstufe auftreten können, vom Teilerausgang fernzuhalten.



Zum Übergang vom Trenn-Katodenverstärker auf den Gegentaktverstärker ist eine Phasenumkehrstufe nach Bild 4 erforderlich. Diese Stufe unterscheidet sich von einer normalen Gegentaktverstärkerstufe durch den gemeinsamen Katodenwiderstand, über den die Verkopplung der beiden Röhren erfolgt. Die Eingangsspannung der zweiten Röhre wird durch eine feste Vorspannung ersetzt. Die Widerstände in den beiden Katodenzweigen dienen zur Gegenkopplung zwecks Erreichung der erforderlichen Stabilität sowie zur Linearisierung der Arbeitskennlinien.

Zur Betrachtung der Entzerrungsnetzwerke, die eine hohe Grenzfrequenz gewährleisten sollen, wird zur Vereinfachung nur ein Zweig des Gegentaktverstärkers dargestellt, den man ohne weiteres wieder spiegelbildlich ergänzen kann.

Bild 5 zeigt die Grundschaltung der Kopplung zweier Stufen. C enthält die Ausgangskapazität der ersten Röhre mit Schaltkapazität; C' stellt die Eingangskapazität der zweiten Röhrenstufe dar. Für die Grenzfrequenz f_g (3 dB Abfall der Verstärkung) gilt

$$f_g = \frac{1}{2 \pi R (C + C')}$$
 (3)

Man muß also für Breitbandverstärker den Arbeitswiderstand R der Röhre kleinhalten und damit auf Verstärkung verzichten. Im Grenzfall läßt sich dann oberhalb einer bestimmten Frequenz keine Verstärkung mehr erreichen, da

$$V = S \cdot R \tag{4}$$

ist (S = Steilheit der Röhre im Arbeitspunkt).

Ein wesentlicher Fortschritt der Schaltungstechnik im Hinblick auf die erreichbare obere Grenzfrequenz ist die Verwendung von Katodenverstärkern zur Kopplung der Verstärkerstufen [4]. Diese halten die schädlichen Kapazitäten möglichst klein, isolieren den Anodenkreis der Verstärkerröhre gegen Änderungen der Gitterkapazität der nachfolgenden Stufe und tragen wesentlich zur Stabilität des Verstärkers bei. Sie dienen also als Impedanzwandler und Treiberstufe für die Kapazität der nachfolgenden Röhre.

hält dabei die Längskapazität des Widerstandes R1; in die Größe von Der Einfluß der unvermeidbaren Kapazitäten auf die Bandbreite läßt sich durch Ausbildung von Tiefpaß-Koppelgliedern verringern, in die die Kapazitäten mit einbezogen werden. Derartige Entzerrungsschaltungen wurden auch in den herkömmlichen RC-Verstärkern seit langem verwendet und sollen nur der Vollständigkeit wegen nochmals angeführt werden.

Bild 6 zeigt die Schaltung eines Tiefpaß-Koppelgliedes mit Serieninduktivität. Mit Rücksicht auf das Einschwingverhalten (verzeichnungsfreie Übertragung steiler Impulse) muß $\widetilde{C'}=2~C$ gemacht werden. Diese Kapazitätsverteilung ist häufig in Annäherung schon durch die Größe der Anoden- und der Gitterkapazität der Röhren gegeben. Außerdem muß die Güte der Induktivität Q>20 sein. Es gelten folgende Dimensionierungsformeln [5, 6]:

$$L = \frac{1}{8 \,\pi^2 \, f_a^2 \, C} \tag{5}$$

$$R' = \frac{1}{4 \pi f_g C} = \frac{3}{2} \cdot \frac{1}{2 \pi f_g (C + C')} = \frac{3}{2} \cdot R$$
 (6)

Bei der Schaltung nach Bild 6 ist der Durchlaßbereich des Tiefpaßfilters mit Rücksicht auf Gruppenlaufzeit und Widerstandsanpassungen etwa bis zur Hälfte ausnutzbar. Es ist

$$f_g \sim 0.5 f_o, \tag{7}$$

wenn fo die theoretische obere Grenzfrequenz der Tiefpaßzelle ist. Aus Gl. (4) und (6) läßt sich der praktisch erreichbare Verstärkungsgewinn um den Faktor 1,5 ersehen.

Ein weiterer Verstärkungsgewinn ist durch Anwendung von Serienund Parallelinduktivität zu erreichen. Bild 7 zeigt die entsprechende Schaltung. Mit Rücksicht auf gutes Einschwingverhalten muß auch hier wieder C' = 2 C gemacht werden. Es gelten die Dimensionierungsformeln [7, 8, 9]

$$R'' = \frac{1.8}{2 \pi f_g (C + C')} = 1.8 \cdot R \tag{8}$$

$$L_1 = \frac{0.216 \cdot R}{2 \pi f_g} \tag{9}$$

$$L_2 = \frac{0.937 \cdot R}{2 \,\pi \, f_g} \tag{10}$$

Die praktische Grenzfrequenz f_q dieser Schaltung liegt wieder innerhalb des Durchlaßbereiches der Tiefpaßzelle, und zwar bei

$$f_a \sim 0.9 f_o \tag{11}$$

Dieser Wert nähert sich jedoch schon gut der theoretischen Grenzfrequenz der Tiefpaßzelle, und der Verstärkungsgewinn aus Gl. (4) und (8) um den Faktor 1,8 erreicht fast den theoretisch möglichen Wert von 2 für die Tiefpaßkopplung zweier Verstärkerröhren.

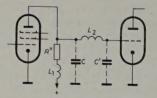
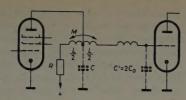


Bild 7. Tiefpaßkopplung mit Serien- und Parallelinduktivität

Allgemein läßt sich die Berechnung von Tiefpaß-Koppelgliedern nach der Wellenparameter-Theorie [13, 14] durchführen. Als besonders geeignet erweisen sich mT-transformierte Tiefpaßglieder mit einem Transformationsfaktor von m=1,27, bei dem sich die günstigsten Werte in bezug auf Amplituden- und Phasengang ergeben [12]. Transformierte Tiefpaßglieder mit m>1 lassen sich mit Hilfe einer Gegeninduktivität realisieren. Bild 8a gibt die Grundschaltung wieder; Bild 8b zeigt die Umwandlung des Gegeninduktivitätsgliedes in ein transformiertes Tiefpaß-Vollglied ohne Gegeninduktivität. Wie aus der nach der allgemeinen Theorie umgeformten Schaltung nach Bild 8 a. Tiefpaßkopplung mit Gegeninduktivität

Bild 8 b. Umwandlung eines Tiefpaß-Koppelgliedes mit Gegeninduktivität in ein m-T-transformiertes Tiefpaßglied ohne Gegeninduktivität



$$\frac{M}{2} = \frac{\frac{1}{2} + M}{\frac{1}{2} + M} = \frac{\frac{1 - m^2}{2m} L_0}{\frac{1 - m^2}{2m} L_0} = \frac{\frac{1 - m^2}{m} L_0}{\frac{1 - m^2}{2m} L_0}$$

$$= \frac{\frac{1 - m^2}{2m} L_0}{\frac{1 - m^2}{2m} L_0} = \frac{\frac{1 - m^2}{m} L_0}{\frac{1 - m^2}{2m} L_0}$$
Bild 9. Grundkettenhalbglied

Bild 8b ohne weiteres ersichtlich ist, ergibt sich die geforderte negative Induktivität aus der Anwendung der Gegeninduktivität. Zur Berechnung der Tiefpaß-Koppelglieder geht man vom Grundketten-Halbglied nach Bild 9 aus. Für die obere Grenzfrequenz dieser Schaltung gilt

$$f_0 = \frac{1}{2 \pi Z_0 C_0} \tag{12}$$

Die Längsinduktivität ist

$$L_o = \frac{Z_o}{2 \pi t_o} \tag{13}$$

Die Querkapazität ist nach Gl. (12)

$$C_o = \frac{1}{2\pi f_0 Z_0} \tag{14}$$

Zur praktischen Berechnung eines Koppelgliedes muß man von der gegebenen Gitter- oder Anodenkapazität C der Schaltung ausgehen. Nach den im Bild 8b angegebenen Formeln ergibt sich die Kapazität des Grundketten-Halbgliedes zu

$$C_0 = \frac{C}{2m} \tag{15}$$

Die Größe der oberen Grenzfrequenz ist aus dem Anwendungsfall bekannt. Zu beachten ist hierbei, daß mit Rücksicht auf Gruppenlaufzeit und Amplitudengang nur etwa 80% der zur Berechnung zugrunde gelegten Bandbreite bis zur Grenzfrequenz f_0 praktisch ausgenutzt werden können. Wenn C_0 und f_0 bekannt sind, ergibt sich aus Gl. (12) die Größe des möglichen Wellenwiderstandes

$$Z_{0} = \frac{2 m}{2 \pi f_{0} C} \tag{16}$$

Die Bemessungsformeln für das mT-transformierte Tiefpaßglied nach Bild 8a lassen sich dann angeben zu

$$L = \frac{m^2 + 1}{m} \cdot L_0 \tag{17}$$

$$\mathbf{M} = \frac{m^2 - 1}{2 m} \cdot L_0 \tag{18}$$

Der Kopplungsfaktor k der beiden Spulenhälften von L ist aus der allgemeinen Formel

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}} \tag{19}$$

mit Gl. (17) und (18) abzuleiten zu

$$k = \frac{m^2 - 1}{m^2 + 1} \tag{20}$$

Für m=1,27 ergibt sich k=0,24. Dies ist durch einen entsprechenden Wickelabstand und durch die Wahl der Spulenlänge und des Spulendurchmessers leicht zu erreichen.

Das im Bild 8a an das transformierte Tiefpaßglied anschließende Halbglied ist identisch mit einem Grundketten-Halbglied, für das die Dimensionierungsgleichungen (13) und (14) oben bereits angegeben wurden. Selbstverständlich muß dieses Glied für den gleichen Wellenwiderstand Z_0 wie das transformierte Glied berechnet werden, wobei sich hier wieder die besten Einschwingeigenschaften ergeben, wenn man dieses leerlaufende Halbglied zusätzlich mit der Kapazität C_0 belastet, so daß also C'=2 C_0 wird.

Das Prinzip der Tiefpaßkopplung zwischen den einzelnen Röhrenstufen ist in den Kettenverstärkern [10, 11, 12] vollkommen verwirklicht. Diese Verstärker erweisen sich bis zu sehr hohen Frequenzen als realisierbar. Die Gleichspannungskopplung kann mit besonderen Vorkehrungen für die Nullpunktstabilität verwendet werden. Bild 10 ist das Prinzipschaltbild eines Kettenverstärkers. Gleichspannungsmäßig läßt sich der Kettenverstärker als eine Parallelschaltung gleicher Röhren betrachten, wobei sich die Änderungen der Anodenströme addieren und am gemeinsamen Anodenwiderstand, dem ohmschen Abschluß der Anodenkette, einen Spannungsabfall hervorrufen.

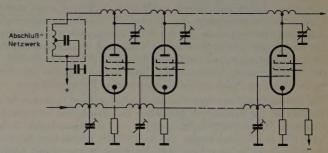


Bild 10. Prinzipschaltung eines Kettenverstärkers

Die Verstärkungen der einzelnen Röhren addieren sich also. Ebenso erfolgt die Verstärkung für hohe Frequenzen additiv. Wird am Eingang der Gitterkette ein Signal eingespeist, dann gelangt es über das erste Halbglied der Gitterkette zum Gitter der ersten Röhre. Hier ruft es eine Änderung des Anodenstroms hervor, die wieder als Spannungsabfall im ersten Glied der einseitig leerlaufenden Kette auftritt. Das Signal pflanzt sich nun in der Gitter- und Anodenkette fort. Unter der Voraussetzung, daß die Laufzeit in beiden Ketten gleich ist, addieren sich nun im Kettenglied der zweiten Röhre die Spannungen der ersten und der zweiten Röhre und so fort bis zum Ausgang des Verstärkers. Der Anteil der Spannung in der Anodenkette, der sich nach links fortpflanzt, wird im Abschlußwiderstand absorbiert sofern dieser dem Anpassungswiderstand der Tiefpaßkette entspricht. Gleiches gilt für das Gittersignal, das nach Durchlauf der Kette ebenfalls vom Abschlußwiderstand absorbiert wird. Zur Vermeidung von Reflexionen genügt ein einseitiger Abschluß der Kette. Die Dimensionierung der beiden gleichen Tiefpaßketten zur Kopplung der Gitter und Anoden kann wieder mit den im vorhergehenden Abschnitt gegebenen Gleichungen (16), (17), (18) und (20) erfolgen. Die entsprechende Schaltung für eine Zelle der Filterkette stellt Bild 8a dar.

Für eine bestimmte Verstärkung sind nun n-Röhren erforderlich. Die Zahl der möglichen Verstärkerröhren ist aber durch auftretende Verluste und Laufzeitdifferenzen begrenzt. Bei der Fortpflanzung des Signals durch die Gitterkette bewirken bei höheren Frequenzen die endlichen Eingangswiderstände der Röhren eine Dämpfung, und damit entsteht gleichzeitig eine Laufzeitdifferenz gegen die Anodenkette. Dabei wird zunächst der Ausgangsstrom der aufeinanderfolgenden Stufen mit steigender Stufenzahl kleiner, und der Spannungszuwachs längs der Anodenkette nimmt ab. Oberhalb einer bestimmten Grenzstufenzahl ist die Phasendifferenz so groß, daß eine Verringerung der Ausgangsspannung und damit ein Rückgang der Verstärkung auftritt. Gegen diesen Effekt sind die Verluste durch die Bauelemente der Filterkette praktisch auf jeden Fall vernachlässigbar. Man kann nun, um höhere Verstärkungsgrade zu erreichen, zwei Kettenverstärker in Kaskade schalten. Dabei wird die Anodenkette des ersten Kettenverstärkers unter Zwischenschaltung einer Filterzelle als Gitterkette des zweiten Verstärkers fortgeführt. Die Gitterkette des ersten Verstärkers wird mit einem ohmschen Widerstand abgeschlossen.

Für die End-Anodenkette eines Oszillografenverstärkers genügt es nun meist nicht, den Abschluß mit einem ohmschen Widerstand vorzunehmen. Da dabei die Anpassung nicht für alle übertragenen Frequenzen ausreichend ist, würden Mehrfach-Reflexionen auftreten, die auf dem Bildschirm störend in Erscheinung treten könnten. Zur Vermeidung dieses Fehlers wird die Anodenkette auf der Eingangsseite mit einem Anpassungsnetzwerk abgeschlossen, dessen ohmscher Eingangswiderstand die Größe des Eingangswiderstandes der Kette für alle übertragenen Frequenzen nachbildet. Für die oben angeführte Tiefpaßkette muß der Eingangswiderstand dieses Netzwerks nach Gl. (16) der Beziehung genügen:

$$Z_A = Z_T = Z_0 \sqrt{1 - (f/f_g)^2}$$
 (21)

Diese Beziehung läßt sich in Annäherung durch Fortsetzung der Filterkette mit stark verlustbehafteten Induktivitäten realisieren. Die Spulen werden aus Widerstandsdraht gewickelt, wobei der resultierende Gleichstromwiderstand die Größe Z_0 hat und als Anodenarbeitswiderstand für tiefe Frequenzen dient. Die Annäherung läßt sich durch Staffelung des Widerstandswertes der einzelnen Spulen verbessern. Dabei ergeben sich günstige Verhältnisse, wenn man bei konstanter Grenzfrequenz den Wellenwiderstand der aufeinanderfolgenden Glieder jeweils um den Wert des ohmschen Widerstandes der vorherigen Glieder herabsetzt. Nach einer Anzahl von Gliedern ist die Dämpfung so groß, daß man das letzte Glied ohne Einfluß auf den Eingang kurzschließen kann. Eine Berechnung des Abschlußnetzwerkes kann nach der Betriebsparameter-Theorie erfolgen.

Zur einwandfreien oszillografischen Darstellung von Impulsen ist die Bandbreite des Verstärkers gegenüber der Anstiegzeit und den auftretenden Überschwing-Erscheinungen von untergeordneter Bedeutung. Um das Überschwingen von vielstufigen Verstärkern möglichst zu verhindern, ist es erforderlich, die Phasenverzerrungen kleinzuhalten. Der Verstärkungsabfall über der Grenzfrequenz soll dabei nach der Gaußschen Fehlerfunktion (Glockenkurve) erfolgen [16, 17]. Ist ta die Frequenz, bei der die Verstärkung auf 70% abgefallen ist, so muß der Punkt für den Abfall auf 37% etwa bei 1,5 f_g liegen. Der weitere Verlauf nach dem Verstärkungsabfall unter 37% ist nur noch von geringem Einfluß.

Unter den genannten Bedingungen ist die Anstiegzeit einer Verstärkerstufe etwa $0.35 f_g$. Für vielstufige Verstärker addieren sich die Anstiegzeiten mit der Wurzel aus der Quadratsumme.

$$T_{\text{ges}} \sim \sqrt{T_1^2 + T_2^2 + T_3^2 + \dots T_n^2}$$
 (22)

Abschließend zu der grundsätzlichen Betrachtung der Schaltungselemente der modernen Oszillografenverstärker soll noch auf eine Schaltungsvariante der Gegentaktschaltung, auf die sogenannten Differentialverstärker [18], eingegangen werden. Bild 11 zeigt die Grundschaltung einer Differential-Eingangsverstärkerstufe. Auf diese Eingangsstufe folgt ein normaler Gegentaktverstärker. Die Schaltanordnung erlaubt, Differenzverstärkung durchzuführen, d.h., die Ausgangsspannung ist proportional der Differenz der Eingangsspannungen an den beiden Eingängen. Bei gleich großen, gleichphasigen Spannungen muß die Ausgangsspannung also Null sein. In der Praxis ist dies natürlich nur bis zu einem gewissen Grad erfüllbar. Die Güte eines Differentialverstärkers wird am besten durch den sogenannten "rejection ratio" oder "discrimination factor" bestimmt. Die für die praktische Meßanwendung gegebene Grenze ist damit definiert als das Verhältnis der Größe der an beiden Eingängen anliegenden Spannung zu der auf den Eingang bezogenen "Differenz"-Ausgangsspannung. Der erreichbare Wert des Differenzverstärkungs-Verhältnisses hängt vor allem ab von der Symmetrie der Röhrenkennlinien im Arbeitsbereich und von der geforderten Bandbreite. Bei gleichspannungsgekoppelten Verstärkern ist dabei die Grenze durch die Nullpunktstabilität gegeben; bei hohen Frequenzen begrenzen unvermeidbare kapazitive Unsymmetrien den erreichbaren Wert. Praktisch lassen sich für gleichspannungsgekoppelte Verstärker mit einer Bandbreite von einigen 100 kHz Verhältnisse von 10000:1 erreichen. Für Breitbandverstärker mit einer oberen Grenzfrequenz von 20...30 MHz erniedrigt sich das mit erträglichem Aufwand erreichbare Verhältnis auf 100:1, wogegen bei wechselspannungsgekoppelten NF-Verstärkern ein Verhältnis von 50000:1 realisiert werden kann. Diese Verstärker erlauben neue Anwendungen der Oszillografen-Meßtechnik, die bisher nicht oder nur beschränkt möglich waren. So können damit allgemein Messungen zwischen zwei gegen Erde spannungsführenden Punkten mühelos durchgeführt werden. Die Differentialverstärker lassen selbstverständlich auch normale Anwendungen mit einseitig geerdetem Eingang zu. Dabei bleibt entweder ein Eingang unbeschaltet oder das Gitter der entsprechenden Eingangsröhre wird an eine feste Vorspannung gelegt. Es ergibt sich dabei wieder die Schaltung der Phasenumkehrstufe nach Bild 4.

Die Kopplung des Verstärkerausganges zu den Ablenkplatten der Katodenstrahlröhre erfolgt über ein Verzögerungsnetzwerk, in das die Kapazität der Ablenkplatten als Querglied mit einbezogen ist. Eine Signalverzögerung ist erforderlich, um der Zeitablenkeinheit Gelegenheit zu geben, mit der Zeitablenkung zu beginnen, bevor das Signal an die Ablenkplatten gelangt. Das Verzögerungsnetzwerk ist eine organische Weiterführung der Anodenkette des Kettenverstärkers beziehungsweise des Anoden-Entzerrungsgliedes eines Kaskadenverstärkers. Man verwendet im allgemeinen Laufzeitverzögerungen von etwa 0,25 μs. Diese Zeit genügt zum Ansprechen

der Triggerschaltung und des Zeitablenkgenerators,

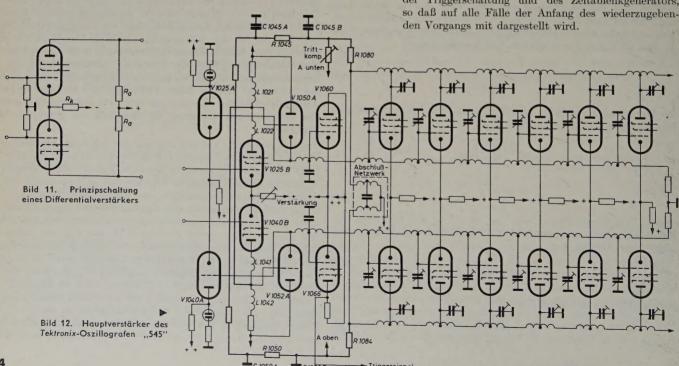


Bild 12 ist das Prinzipschaltbild eines Kettenverstärkers, wie er in einem Tektronix-Oszillografen¹) des Typs "545" Verwendung findet. Dieses Gerät weist eine Grundbandbreite von Gleichspannung bis 30 MHz auf und hat auswechselbare Vorverstärker-Einschübe, die es gestatten, das Gerät in bezug auf Bandbreite und Empfindlichkeit der jeweiligen Aufgabenstellung anzupassen. Die Einschübe enthalten die Anordnungen zur Empfindlichkeitseinstellung und zur vertikalen Strahlverschiebung.

Die vorverstärkte Spannung gelangt auf die Gitter der Eingangsröhren V 1025 B2) und V 1040 B. Die Katoden der beiden Röhren werden über einen veränderbaren Widerstand zur Verstärkungsjustierung gekoppelt. Die Spulen L 1022 und L 1041 bilden zusammen mit den Anoden- und Gitterwiderständen und den Spulen L1021 und L1042 ein überschwingfreies Koppelnetzwerk zu den Gittern der Katodenverstärkerröhren V1050A und V1052A. Diese Trioden dienen als Impedanzwandler und Treiberstufen zur Speisung der niederohmigen Gitterkette des nachfolgenden Kettenverstärkers. Die V 1025 A und V 1040 A übernehmen die Steuerung von Signalglimmlampen zur Anzeige der vertikalen Strahllage. Der Abschluß der Anodenkette erfolgt reflexionsfrei mit einem Abschlußnetzwerk. Mit in die Gitterkette einbezogen ist eine Symmetrierstufe mit den Röhren V 1060 und V 1066 zur Auskopplung des vorverstärkten Vertikalsignals zur internen Triggerung.

Zur Kompensation der im Verstärker auftretenden Nullpunktabweichungen sind die RC-Kombinationen R 1080 und C 1045 B beziehungsweise R 1084 und C 1050 B vorhanden. Weiter erfolgt eine Gleichspannungsrückkopplung auf den Eingang des Verstärkers über RC-Glieder, gebildet aus R 1045 und C 1045 A beziehungsweise R 1050 und C 1050 A. Während die ersten Kombinationen zur Unterdrückung kurzzeitiger Schwankungen dienen, kompensiert die Rückkopplung vor allem langsam verlaufende Nullpunktverschiebungen. Bild 15 ist eine Seitenansicht des geöffneten Gerätes mit eingeschobenem Einschub-Vorverstärker; es läßt sich der Aufbau des symmetrischen Kettenverstärkers und des symmetrischen Verzögerungsnetzwerkes erkennen.

Bild 13 gibt das Prinzipschaltbild des Einschub-Vorverstärkers "53/54 K" wieder, der zusammen mit dem Hauptverstärker nach Bild 12 eine Bandbreite von

0...30 MHz bei einer Maximalempfindlichkeit von 50 mV/cm hat. Er enthält außer dem Eingangs-Katodenverstärker eine Verstärkerstufe und zwei Katodenverstärker-Ausgangsstufen. Am Verstärkereingang liegt ein 9stufiger Teilerschalter, der die Einstellung der Empfindlichkeit in geeichten Stufen erlaubt. In den Eingangskreis kann wahlweise ein Trennkondensator geschaltet werden. Der Eingangs-Katodenverstärker vermindert die Eingangskapazität und hält Änderungen der Gitterkapazität der nachfolgenden Verstärkerröhre vom Eingang fern. Der Widerstand im Gitterkreis dieser Röhre dient zur Gitterstrombegrenzung bei Übersteuerung. Die Einrichtungen zur Y-Verschiebung liegen im Anodenkreis der Verstärker- und Phasenumkehrstufe mit den Röhren V 6101 und V 6111. Die Regelung erfolgt so, daß einem Potentialanstieg in

Gittern der nachfolgenden Katodenverstärkerstufe erfolgt über Tiefpaßglieder, gebildet aus den Serieninduktivitäten und den Röhrenund Schaltkapazitäten. Die beiden Katodenverstärker bewirken dabei die möglichste Verringerung dieser Kapazitäten. Die zweite Katodenverstärkerstufe mit den Röhren V 6501 B und V 6551 B ist zur hochfrequenten Symmetrierung stark gegengekoppelt und schafft eine niedrige Ausgangsimpedanz zur Übertragung der vorverstärkten Spannung über eine Messerkontaktleiste zum Haupt-

verstärker. Interessant ist hier die Regelmöglichkeit zum Einstellen

einem Anodenkreis eine gleich große Absenkung im anderen Anoden-

kreis gegenübersteht. Die Kopplung zwischen den Anoden und den

^{1:200} zum Haupi verstärker Heizkreis Bild 13 (oben). Einschub-Bild 14. Differential-Vorverstärker - Einschub 1:10 1:100 V3404

Die Firma Tektronix USA, wird in der Bundesrepublik Deutschland von der Rohde & Schwarz-Vertriebs-GmbH vertreten, die auch den Service durchführt

²⁾ Diese Positionsbezeichnungen entsprechen dem Original-Schaltbild

auf günstigstes Überschwingverhalten. Zur Abstimmung wird die Ausgangsimpedanz der Katodenverstärker durch Arbeitspunktverschiebung mit dem gemeinsamen Katodenwiderstand auf den günstigsten Wert abgeglichen. Dieser Vorverstärker hat zusammen mit dem Hauptverstärker nach Bild 12 eine Anstiegzeit von 12 ns.

Um die Wandlungsfähigkeit der Eigenschaften eines derartigen Oszillografen durch Austausch der Vorverstärker-Einschübe zu zeigen, soll im Bild 14 (S. 375) noch die Prinzipschaltung eines hochverstärkenden Differential-Vorverstärker-Einschubs "53/54 D" wiedergegeben werden. Bei diesem Gerät wird die Empfindlichkeit der

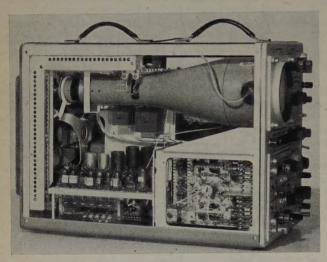


Bild 15. Seitenansicht eines geöffneten Tektronix-Oszillografen "545" mit Einschubvorverstärker "53/54 C"

beiden Differentialeingänge gemeinsam durch Widerstandsteiler eingestellt, die für die Grobstufen im Eingangskreis liegen, wogegen die Feinstufenregelung im Gitter- und Anodenkreis der zweiten Verstärkerstufe erfolgt. Die größte einstellbare Empfindlichkeit ist 1 mV/cm bei einem Differenzverstärkungs-Verhältnis von 10000:1 und einer Bandbreite von 0...350 kHz. Wahlweise kann Eingangsspannung A oder Eingangsspannung B oder die Differenzspannung A-B zur Darstellung am Bildschirm kommen. V 3404 und V 3454 bilden die Gegentakt-Differential-Eingangsschaltung. Die Triodensysteme sind zur Erreichung besserer Symmetrieeigenschaften in Kaskade geschaltet. Röhre V 3504 B stellt die Gitterspannung für die Gitterbasisstufen ein. Ein Potentiometer in diesem Gitterkreis gestattet den Differentialabgleich zur Erreichung gleicher Verstärkung in beiden Zweigen. Die Symmetrierung im Anodenkreis erfolgt für die Grobstufen durch umschaltbare Shunt-Widerstände beziehungsweise für die Feinregelung durch ein Potentiometer. Die weitere Verstärkung übernimmt ein normaler Gegentaktverstärker mit den Röhren V 3604 und V 3704 mit nachfolgender Katodenverstärkerstufe V 3904 B und V 3904 A. Die Einrichtung zur vertikalen Strahlverschiebung liegt im Katodenkreis der Ausgangsstufe.

(Wird fortgesetzt)

Schrifttum

- [1] William, E.: Die Verzerrung beliebig geformter Kurven durch RC-Glieder. FUNK UND TON Bd. 8 (1954) Nr. 1, S. 30; Nr. 2, S. 87
- [2] Mansfeld, W.: Der Einfluß der unteren Grenzfrequenz mehrstufiger RC-Verstärker auf die Ausgangsfunktion bei Spannungssprüngen und Rechteckimpulsen. Nachr. Techn. Bd. 6 (1956) Nr. 6, S. 274
- [3] Rint, C.: Handbuch f
 ür Hochfrequenz- und Elektro-Techniker. Bd. II. Berlin 1953, Verl. f. Radio-Foto-Kinotechn., S. 280—307
- [4] Yu, Y. P.: Cathode-follower coupling in dc-amplifiers. Electronics Bd. 19 (1946) Nr. 8, S. 99
- [5] Sodaro, J. F.: Series-peaking network design. Electronics Buyers Guide (1953) Juni, Mid-Month R-15
- [6] Sturley, K. R.: Radio receiver design. Teil II. London 1945, Chapman & Hall, S. 427
- [7] Sodaro, J. F.: Series-peaking network design. Electronics Buyers Guide (1956) Juni, Mid-Month R-14
- [8] Funk, D. G.: Principles of television engineering. New York 1940, McGraw-Hill, S. 229.
- [9] Sturley, K. R.: Radio receiver design. London 1945, Chapman & Hall, S. 429

- [10] Dosse, D.: Zusammenstellung der theoretischen Grundlagen breitbandiger, für die Verstärkung sehr kurzer Impulse geeigneter Kettenverstärker, Nachrichtentechn. Z. Bd. 11 (1958) Nr. 2, S. 61—68
- [11] Ginzton, E. L., Hewlett, W. R., Jasberg, J. H., und Noe, J. D.: Distributed amplification. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 36 (1948) S. 950
- [12] Horton, W. W., Jasberg, J. H., und Noe, J. D.: Distributed amplifiers, practical considerations and experimental results. Proc. Inst. Radio Eng. Bd. 38 (1950) S. 748
- [13] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker. Bd. I. Berlin 1949, Verl. f. Radio-Foto-Kinotechn., S. 206—212
- [14] Van der Pol, B., und Weijers, Th. J.: Elektrische Filter. Philips techn. Rdsch. Bd. 1 (1938) Nr. 8, S. 239—244; Nr. 9, S. 270—276; Nr. 10, S. 298—306
- [15] Rint, C.: Handbuch für Hochfrequenz- und Elektro-Techniker. Bd. I, Berlin 1949, Verl. f. Radio-Foto-Kinotechn., S. 169—179
- [16] Fränz, K.: Beziehungen zwischen Signalen und Spektren. Arch. elektr. Übertr. Bd. 5 (1951) Nr. 5, S. 10—14
- [17] Küpfmüller, K.: Systemtheorie der elektr. Nachrichtenübertragung, Stuttgart 1949, S. Hirzel, S. 43—116
- [18] Andrew, A. M.: Differential-amplifier design. Wireless Eng. Bd. 32 (1955) Nr. 3, S. 73—79

(eingegangen am 19. April 1958)

PERSONLICHES . JUBILAEN

Auszeichnung für B. Piper

Dem Vorsitzer des Vorstandes der Loewe Opta AG, Herrn Generaldirektor Bruno Piper, hat der Bundespräsident in Anerkennung der dreißigjährigen Verdienste des Ausgezeichneten um die Rundfunkbranche und insbesondere um die industrielle Förderung der oberfränkischen Wirtschaft das Große Verdienstkreuz des Verdienstordens der Bundesrepublik verliehen. Herr Piper konnte am 15.10.1958 auf eine 25jährige Betriebszugehörigkeit zur Loewe Opta AG zurückblicken. Er wurde 1901 in Norddeutschland geboren. Nach einer technischen Lehre auf einer Werft, einer kaufmännischen Ausbildung bei einer Exportfirma und mehrjähriger Auslandspraxis wechselte er bereits 1928 von der Phonobranche zur Rundfunkwirtschaft über. Seit dem 15.10.1933 war er dann Verkaufsleiter bei der Loewe Opta AG und während des letzten Krieges Direktor zweier Zweigwerke. Nach 1945 entstand unter seiner Leitung das Zweigwerk in Kronach. 1940 berief ihn die Loewe Opta AG, die heute 6500 Arbeitskräfte beschäftigt, in den Vorstand, den er ab 1953 als Vorsitzer leitet.

25 Jahre Rohde & Schwarz

Anfang November 1958 feierte Rohde & Schwarz in München das 25jährige Bestehen der Firma. Das Unternehmen wurde 1933 von den beiden jungen Assistenten der Universität Jena Dr. Rohde und Dr. Schwarz gegründet. Beide ließen sich dabei von der klaren Erkenntnis leiten, daß die Hochfrequenz-Meßtechnik aus dem Stadium des physikalischen Apparates zum ingenieurmäßig durchentwickelten Gerät drängte. Das Lieferprogramm umfaßt heute über 400 Typen von Meßgeräten, die in Laboratorien, Prüffeldern und im Betriebsdienst verwendet werden. Nach dem Kriege wurde die Fertigung auch auf Betriebsgeräte der Nachrichtentechnik ausgedehnt. Die dabei entstandenen Sender, Empfänger, Antennen und Peiler für Kurzwelle, VHF-Rundfunk, Fernsehen, Richtfunk und Flugsicherung wurden entscheidend durch die Erfahrungen beim Bau von Meßgeräten beeinflußt, geben heute diesen aber auch ihrerseits immer wieder neue Impulse. Das Unternehmen, auch jetzt noch unter der persönlichen Leitung der beiden Gründer stehend, hat gegenwärtig etwa 2000 Mitarbeiter.

Gründer der Philips-Werke vor hundert Jahren geboren

Vor hundert Jahren, am 9. Oktober 1858, wurde Gerard Leonhard Frederik Philips in der kleinen holländischen Provinzstadt Zaltbommel geboren. Mit 33 Jahren begann er, ältester Sohn in einer siebenköpfigen Familie, in einer kleinen Fabrik in Eindhoven/Brabant mit der Herstellung von Glühlampen und legte damit den Grundstein für den heute weltumspannenden Philips-Konzern. Heute, 67 Jahre nach der Gründung der Firma, hat *Philips* 166000 Angestellte und Arbeiter in vielen Ländern. 1922 zog sich Gerard Philips, damals 64 Jahre alt, von der Firma zurück und überließ die Verwaltung des Unternehmens ganz seinem Bruder Anton. 20 Jahre später starb er.

Neuer Chef der Kent-Continental-Gesellschaft

Die Firma G. Kent Ltd. ernannte Herrn F. J. Havenith zum Direktor ihrer Tochtergesellschaft in Belgien, der Kent-Continental S. A. Der neue Leiter beaufsichtigt auch die Kent-Zweigbüros in Deutschland und Holland und arbeitet eng mit der Vertretung in der Schweiz, der Firma Socsil in Lausanne, zusammen.

H. JUBISCH und H. SEIDEL

Eine Methode zur stereophonischen Übertragung von Rundfunksendungen

1. Einleitung

DK 654.191:681.84.087.7

Die in den letzten Jahren in der Rundfunkempfangstechnik angewendeten Verfahren zur Verbesserung elektroakustischer Wiedergaben — wie beispielsweise das 3-D-Verfahren, das 4-R-System und die Hi-Fi-Technik — zeigen gegenüber der Wirkung des Originalvortrags kein vollbefriedigendes Ergebnis. Eine rein stereophonische Wiedergabe durch Übertragung mittels zweier Kanäle scheiterte an dem Nachteil, daß für jeden Sender 2 Kanäle zur Verfügung stehen müssen. Es sind auch verschiedene Modulationsverfahren — wie zum Beispiel das Impulszeit-Modulationsverfahren — bekanntgeworden, die das Übertragen von zwei Nachrichten auf einem Träger gestatten. Diese Verfahren weisen aber auf Grund des erforderlichen technischen Aufwandes wirtschaftliche Nachteile auf, so daß sie bisher nur selten angewandt wurden.

Auf Grund dieser Tatbestände entstand die nachfolgend beschriebene mathematisch-physikalische Entwicklung eines Lösungsweges, bei welchen die aufgezeigten Nachteile vermieden werden.

2. Informationstheoretische Betrachtungen

Nachdem gezeigt wurde, daß nach dem derzeitigen Stand der Technik eine echte stereophonische Übertragung nur durch hohen wirtschaftlichen Aufwand — oft durch Vergrößerung der Bandbreite gekennzeichnet — möglich ist, ist es naheliegend, an Hand grundsätzlicher Untersuchungsmethoden zu prüfen, ob die zur Zeit üblichen Modulationsverfahren so "ideal" sind, daß eine Lösung dieses Problems unter Beibehaltung der zur Zeit zur Übertragung notwendigen Bandbreite möglich ist.

Die moderne Informationstheorie, die Kenntnis vom Wesen der Nachricht und der Nachrichtenübermittlung gibt, bildet für diese grundsätzliche Untersuchung eine geeignete Grundlage. Gestützt auf die Untersuchungen von Küpfmüller und Nyquist im Jahre 1924, nach denen der Informationsinhalt V einer Nachricht als Fläche eines Rechteckes der Länge Bandbreite B und der Höhe Übertragungszeit T mit der Dimension s \cdot Hz = Schwingungen aufgefaßt werden kann, erweiterte 1928 Hartley das gefundene Zeitgesetz der Informationstheorie durch Einführen einer weiteren Bestimmungsgröße auf ein dreidimensionales Problem. Diese weitere Bestimmungsgröße ist die Dynamik der Amplitude der Nachricht. Nach Entwicklungen, auf die einzugehen in diesem Rahmen zu weit führen würde, kam man zu dem Ergebnis, daß man die Dynamik der Amplitude durch den binären Logarithmus Id aus der Zahl der vom Empfängerdemodulator eindeutig unterscheidbaren Amplitudenstufen ausdrücken kann.

Auf Grund dieser Entwicklung ergibt sich der Informationsinhalt einer Nachricht beim Vorhandensein s diskreter Amplitudenstufen zu

$$V = T \cdot 2 B \cdot \mathrm{ld} s \tag{1}$$

Wie aus Gl. (1) ersichtlich ist, lassen also bei der Übertragung gleicher Informationsinhalte zweier Nachrichten die drei Faktoren Übertragungszeit T, notwendige Bandbreite B und Dynamik ld s gegenseitige Kompensation zu. Es ist leicht einzusehen, daß bei der stereophonischen Übertragung über zwei niederfrequente Kanäle der Informationsinhalt der Nachricht um den Faktor 2 vergrößert wird, da jeder einzelne Kanal verschiedene Nachrichteninhalte übertragen kann. Man kann also für die stereophonische Übertragung ansetzen

$$V_x = T \cdot 2 B_x \cdot \operatorname{ld} s_x, \tag{2}$$

und wegen

$$V_x = 2 V \tag{3}$$

ergibt sich

$$2 V = T \cdot 2 B_x \cdot \operatorname{ld} s_x. \tag{4}$$

Will man aus Gl. (1) und (4) B_x eliminieren, so muß man sich noch

Klarheit über den informationstheoretischen Inhalt der Dynamik l
d s_x der stereophonischen Übertragung verschaffen.

Wenn beide zu übertragenden Nachrichtensignale stetige Zeitfunktionen mit s gedachten diskreten Amplitudenstufen sind, so bestehen für beide Signale entsprechend den Gesetzen der Kombinatorik

$$s_x = s^2 \tag{5}$$

verschiedene Empfangsmöglichkeiten. Da aber

$$\operatorname{Id} s^2 = 2 \cdot \operatorname{Id} s \tag{6}$$

ist, ergibt sich aus Gl. (1) und (4)

$$B = B_x. (7)$$

Aus diesem Ergebnis ist aber zu ersehen, daß es grundsätzlich Modulationsmöglichkeiten geben kann, mit Hilfe derer eine echt stereophonische Übertragung von Rundfunksendungen unter Beibehaltung der zur Zeit zur Übertragung notwendigen Bandbreite möglich ist.

3. Modulationsmethode

Nach den vorangegangenen Betrachtungen ist es naheliegend, das Problem der stereophonischen Übertragung durch Mehrfachmodulation zu lösen. Um von vornherein die in der Einleitung aufgezeigten Nachteile auszuschalten, wurde von den Verfassern bei der mathematisch-physikalischen Entwicklung des Lösungsweges die Forderung in Betracht gezogen, die Lösung derart zu gestalten, daß nach der Modulation im Sender bis zur Demodulation im Empfänger im allgemeinen die bisher üblichen Baustufen mit ihren Funktionen verwendet werden können. Die Verfolgung dieses Zieles muß zur Folge haben, daß auch der wirtschaftliche Aufwand der Baustufen von der Modulation im Sender bis zur Demodulation im Empfänger etwa der gleiche bleibt wie bisher. Da außerdem im physikalischen Prinzip begründet ist, daß eine ungefähre Verdopplung des Aufwandes vor der Modulation im Sender und nach der Demodulation im Empfänger unvermeidlich ist, dürfte eine so erreichte Lösung des Problems das wirtschaftliche Optimum darstellen.

Wenn man jedoch die grundsätzliche Bau- und Funktionsweise von der Modulation im Sender bis zur Demodulation im Empfänger beibehalten will, so muß man sich zwangsläufig auf eine Kombination der zur Zeit üblichen Modulationsverfahren festlegen. Diese Erkenntnis drängt zur Untersuchung der Anwendungsmöglichkeit einer Trägerfrequenz, die eine amplitudenmodulierte Nachricht und eine zweite frequenzmodulierte Nachricht überträgt.

Bezeichnet man die zeitabhängige Spannung einer amplitudenmodulierten Schwingung mit u_A , die Amplitude der hochfrequenten Trägerspannung mit U_A , den Modulationsgrad mit m, die Kreisfrequenz des amplitudenmodulierten Nachrichtensignals mit ω_1 , die der hochfrequenten Trägerspannung mit ω_A , und die fortlaufende Zeit mit t, so wird

$$u_A = U_A \left(1 + m \cdot \sin \omega_1 t \right) \sin \omega_A t \tag{8}$$

Bezeichnet man weiter die zeitabhängige Spannung einer frequenzmodulierten Schwingung mit u_F , die Amplitude der hochfrequenten Trägerspannung mit U_F , den Modulationsgrad mit M, die Kreisfrequenz des frequenzmodulierten Nachrichtensignals mit ω_2 , die der hochfrequenten Trägerspannung mit ω_F , so wird weiter

$$u_F = U_F \cdot \sin\left(\omega_F + \frac{M}{t} \cdot \sin\omega_2 t\right) t \tag{9}$$

Bei der Mischung der Spannungen nach Gl. (8) und (9) entsteht auch eine zeitabhängige Spannung u mit der Amplitude U und der Fre-

quenz, die der Summe beider Trägerfrequenzen entspricht. Da die Kreisfrequenzen proportional den Frequenzen sind, die Kreisfrequenz der frequenzmodulierten Spannung als Funktion der Zeit dem Klammerausdruck in Gl. (9) entspricht und auch die Amplitudenmodulation nach der Mischung erhalten bleibt, ergibt sich die Gleichung der Spannung, die mit zwei verschiedenen Nachrichtensignalen amplituden- und frequenzmoduliert ist, zu

$$u = U (1 + m \cdot \sin \omega_1 t) \sin (\omega_0 t + M \cdot \sin \omega_2 t)$$
 (10)

worin

$$\omega_0 = \omega_A + \omega_F \tag{11}$$

Nach entsprechender Spannungs- und Leistungsverstärkung kann dann die Spannung nach Gl. (10) der Sendeantenne zugeführt werden

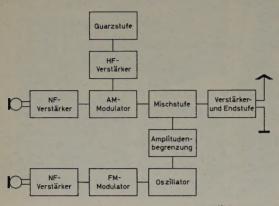


Bild 1. Blockbild eines Senders für stereophonische Übertragungen

und grundsätzlich zur Übertragung einer stereophonischen Rundfunksendung dienen. Als Beispiel des Senderaufbaues ist das Blockbild (Bild 1) anzusehen.

4. Untersuchung der Bandbreite

Um sicher zu übersehen, ob zur Übertragung der Spannung nach Gl. (10) eine Beibehaltung der zur Zeit notwendigen Bandbreite — entsprechend dem Ergebnis nach Gl. (7) — möglich ist, ist es zunächst notwendig, zu untersuchen, ob das Frequenzspektrum der Spannung nach Gl. (10) den Forderungen gerecht wird.

Setzt man
$$\sin \alpha = \frac{1}{2j} (\exp j \alpha - \exp - j \alpha)$$
 (12)

und zur Vereinfachung U=1, so kann man Gl. (10) in der Form

$$u = \left[1 + \frac{m}{2j} \left(\exp j \,\omega_1 \,t - \exp - j \,\omega_1 \,t\right)\right] \left\{\frac{1}{2j} \left[\exp j \,\left(\omega_0 \,t\right) + M \cdot \sin \omega_2 \,t\right] - \exp - j \,\left(\omega_0 \,t + M \cdot \sin \omega_2 \,t\right)\right\}$$
(13)

schreiben. Nach Ausmultiplikation und Ausklammerung ergibt sich

$$u = \left[-\mathbf{j} \cdot \frac{1}{2} \cdot \exp \mathbf{j} \, \omega_0 \, t - \frac{m}{4} \cdot \exp \mathbf{j} \, (\omega_0 + \omega_1) \, t \right]$$

$$+ \frac{m}{4} \cdot \exp \mathbf{j} \, (\omega_0 - \omega_1) \, t \right] \exp \mathbf{j} \, M \cdot \sin \omega_2 \, t$$

$$+ \left[\mathbf{j} \cdot \frac{1}{2} \cdot \exp - \mathbf{j} \, \omega_0 \, t - \frac{m}{4} \cdot \exp - \mathbf{j} \, (\omega_0 + \omega_1) \, t \right]$$

$$+ \frac{m}{4} \cdot \exp - \mathbf{j} \, (\omega_0 - \omega_1) \, t \right] \exp - \mathbf{j} \, M \cdot \sin \omega_2 \, t$$

$$(14)$$

Nun ist

$$\exp j M \cdot \sin \alpha = \cos (M \cdot \sin \alpha) + j \cdot \sin (M \cdot \sin \alpha) \qquad (15)$$

und

$$\exp - j M \cdot \sin \alpha = \cos (M \cdot \sin \alpha) - j \cdot \sin (M \cdot \sin \alpha) \quad (16)$$

Weiter wird durch Fourieranalyse und Einsetzen der Besselfunktion

$$\cos(M \cdot \sin \alpha) = f_0(M) + f_2(M) \exp \mathbf{j} 2 \alpha + f_2(M) \exp -\mathbf{j} 2 \alpha$$
$$+ f_4(M) \exp \mathbf{j} 4 \alpha + f_4(M) \exp -\mathbf{j} 4 \alpha + \dots \quad (17)$$

nd

$$\mathbf{j}\sin\left(\mathbf{M}\cdot\sin\alpha\right) = +f_{1}\left(\mathbf{M}\right)\cdot\exp\mathbf{j}\alpha - f_{1}\left(\mathbf{M}\right)\cdot\exp-\mathbf{j}\alpha + f_{3}\left(\mathbf{M}\right)\cdot\exp\mathbf{j}3\alpha - f_{3}\left(\mathbf{M}\right)\cdot\exp-\mathbf{j}3\alpha \pm \dots$$
 (18)

Setzt man in Gl. (15) bis (18) $\alpha = \omega_2 t$, so kommt man durch Ausmultiplikation und trigonometrische Umformung schließlich zu der Form

$$u = f_{0}(M) \left[\sin \omega_{0} \ t - \frac{m}{2} \cdot \cos \left(\omega_{0} + \omega_{1} \right) \ t + \frac{m}{2} \cdot \cos \left(\omega_{0} - \omega_{1} \right) \ t \right] + f_{1}(M) \left[\sin \left(\omega_{0} + \omega_{2} \right) \ t - \frac{m}{2} \cdot \cos \left(\omega_{0} + \omega_{2} \right) \ t + \frac{m}{2} \cdot \cos \left(\omega_{0} + \omega_{2} - \omega_{1} \right) \ t - \sin \left(\omega_{0} - \omega_{2} \right) \ t \right] + \frac{m}{2} \cdot \cos \left(\omega_{0} - \omega_{2} + \omega_{1} \right) \ t - \frac{m}{2} \cdot \cos \left(\omega_{0} - \omega_{2} - \omega_{1} \right) \ t \right] + f_{2}(M) \left[\sin \left(\omega_{0} + 2 \omega_{2} \right) \ t - \frac{m}{2} \cdot \cos \left(\omega_{0} + 2 \omega_{2} + \omega_{1} \right) \ t \right] + \frac{m}{2} \cdot \cos \left(\omega_{0} + 2 \omega_{2} - \omega_{1} \right) \ t + \sin \left(\omega_{0} - 2 \omega_{2} \right) \ t - \frac{m}{2} \cdot \cos \left(\omega_{0} - 2 \omega_{2} + \omega_{1} \right) \ t + \frac{m}{2} \cdot \cos \left(\omega_{0} - 2 \omega_{2} + \omega_{1} \right) \ t + \frac{m}{2} \cdot \cos \left(\omega_{0} - 2 \omega_{2} \right)$$

$$\left[-\omega_{1} \right] t + f_{3}(M) \left[\ldots \right] + \ldots$$

$$(19)$$

Wie nicht anders zu erwarten, sind die Argumente der trigonometrischen Funktionen jeweils nur dann von der Kreisfrequenz der amplitudenmodulierten Signalspannung abhängig, wenn der Faktor m/2 erscheint, während für Glieder ohne den Faktor m/2 die Funktionen, deren Argumente von der Amplitudenmodulation beeinflußt sind, entfallen. Das kann nicht anders sein, da das Frequenzspektrum der nur frequenzmodulierten Spannung in Gl. (19) zum Ausdruck kommen muß, wenn man den Amplitudenmodulationsfaktor m zu Null werden läßt und dieses Frequenzspektrum dann auch unabhängig von der Kreisfrequenz der amplitudenmodulierten Signalspannung sein muß. Während bei reiner Amplitudenmodulation außer der Trägerfrequenz die beiden Seitenfrequenzen im Abstand der Signalfrequenz auftreten, erkennt man aus Gl. (19), daß diese Seitenfrequenzen bei der amplituden- und frequenzmodulierten Spannung nicht nur für die Trägerfrequenz, sondern für jede durch die Frequenzmodulation bedingte Seitenfrequenz auftreten.

Daraus darf man jedoch nicht ohne weiteres die Schlußfolgerung ziehen, daß eine Verbreiterung der notwendigen Bandbreite um 2 ω_1 notwendig ist. Wie bei der Übertragung der nur frequenzmodulierten Spannung nicht alle theoretisch vorhandenen Seitenfrequenzen übertragen werden, so kann man auch hier zusätzlich auf die Übertragung der äußersten durch die Amplitudenmodulation zusätzlich bedingten

Seitenfrequenzen
$$f_n\left(M\right)\left[-\frac{m}{2}\cdot\cos\left(\omega_0+n\,\omega_2+\omega_1\right)\,t\,\pm\frac{m}{2}\cdot\cos\left(\omega_0+n\,\omega_2+\omega_1\right)\,t$$

 $(\omega_0 - n\,\omega_2 - \omega_1)$ t] verzichten. Die vorangehenden Seitenfrequenzen haben die vorhandene Amplitudenmodulation so genau definiert, daß durch diese Beschneidung praktisch keine Qualitätsminderung der Übertragung auftreten dürfte.

Damit ist aber die in der informationstheoretischen Betrachtung durch Gl. (7) zum Ausdruck kommende Forderung hinreichend erfüllt.

Eine Gegenüberstellung der grafischen Darstellungen der Frequenzspektren der amplitudenmodulierten Trägerspannung, der frequenzmodulierten Trägerspannung und der amplituden- und frequenzmodulierten Trägerspannung ist in den Bildern 2 bis 4 dargestellt.

Nun setzte die Entwicklung allerdings voraus, daß die Signalspannung, mit der frequenzmoduliert wird, cos-förmig und die Signalspannung, mit der amplitudenmoduliert wird, sin-förmig ist. Deshalb

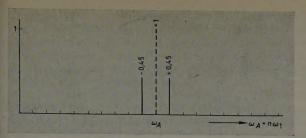


Bild 3. Frequenzspektrum einer mit M = 5 frequenzmodulierten Trägerspannung mit der Amplitude UF = 1.

— Amplitude der sinförmigen Spannungen

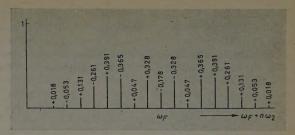
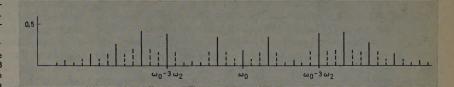


Bild 2. Frequenzspektrum einer mit m=0.9 amplituden-modulierten Trägerfrequenz mit der Amplitude $U_A=1.$ ——Amplitude der sin-förmigen Spannungen, ———Amplitude der cos-förmigen Spannungen

Bild 4. Frequenzspektrum einer Spannung mit der Amplitude U=1, die durch Mischung der Spannungen nach Bild 2 und 3 für $\omega_2=3~\omega_1$ entsteht. —— Amplitude der sin-förmigen Spannungen, —— — Amplitude der cos-förmigen Spannungen



ist die Frage naheliegend, wie sich die Verhältnisse bei Änderung der Phasenlage gestalten. Durch Substitutionen ist jedoch leicht nachzuweisen, daß sich dann lediglich die Phasenlage der einzelnen in Gl. (19) zum Ausdruck kommenden Seitenfrequenzen entsprechend ändert, jedoch die Frequenz der einzelnen Seitenfrequenzen und damit das Frequenzspektrum unbeeinflußt bleiben.

5. Demodulationsprobleme

5.1 Untersuchung der auftretenden Kreuzmodulation
Die Untersuchung der auftretenden Kreuzmodulation ist zweckmäßigerweise zunächst in zwei Abschnitte zu unterteilen.

5.11 Untersuchung des Übersprechens des frequenzmodulierten Nachrichtensignals auf das amplitudenmodulierte Nachrichtensignal

Zur Erleichterung der Durcharbeitung ist es vorteilhaft, von einer vektoriellen Betrachtung der nur amplitudenmodulierten Spannung auszugehen, aus ihr die Bedingungen für eine verzerrungsfreie Demodulation abzuleiten und abschließend zu untersuchen, ob diese Bedingungen bei der amplituden- und frequenzmodulierten Spannung erhalten bleiben. Gl. (8) läßt sich durch Einsetzen von Gl. (12) umformen zu

$$u_{A} = U_{A} \cdot \exp j \, \omega_{A} \, t - j \cdot \frac{U_{A} \, m}{2} \cdot \exp j \, (\omega_{A} + \omega_{1}) \, t \Big]$$

$$+ j \cdot \frac{U_{A} \, m}{2} \cdot \exp j \, (\omega_{A} - \omega_{1}) \, t \quad [(20)$$

Setzt man $\omega_A\,t=\alpha,$ so läßt sich Gl. (20) als Summe von drei Drehzeigern darstellen als

$$u_A = A \cdot \exp j \alpha - j B \cdot \exp j (\alpha + \omega_1 t) + j B \cdot \exp j (\alpha - \omega_1 t)$$
 (21)

Für t=0 wird $\alpha=0$, und es ergibt sich das Vektorbild nach Bild 5. Nach der Zeit $t=t_{\infty}$ wird $\omega_A\,t_{\infty}=\alpha$. Die entsprechende Vektordarstellung zeigt Bild 6. Für alle Zeiten t_n , für die $\alpha=2\,\pi\,n$ wird, entsteht das Vektorbild nach Bild 7 (n ist eine ganze positive Zahl).

Die Amplitudenhüllkurve wird erhalten, wenn die Resultierende in Abhängigkeit von der Zeit in ein Koordinatensystem als $u_A=f(t)$ übertragen wird. Wie aus den Vektorbildern (Bild 5 bis 7) ersichtlich, kann man der besseren Anschaulichkeit wegen im Vektorbild $\mathfrak A$ als stillstehend ansehen und müßte sich dann $\mathfrak B$ als zwei gegensinnig mit der Winkelgeschwindigkeit ω_1 rotierende Zeiger vorstellen. Diese Deutung ist keine Näherungslösung, sondern bleibt mathematisch exakt. Der Vorgang bedeutet lediglich eine für die Auswertung zweckmäßige Drehung aller Zeiger, um $-\alpha$. Nur dadurch ist es möglich, die Amplitudenhüllkurve direkt zu projektieren. Ohne diese Betrachtungsweise könnte man nur Punkte im Abstand $t_n = \frac{2\pi n}{2\pi n}$

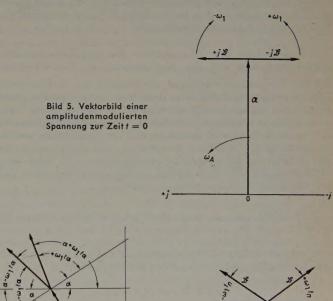
direkt projektieren. Nach diesen Darlegungen ergibt sich für die Erfassung der Amplitudenhüllkurve

$$u_A = A - \mathbf{j} B \cdot \exp \mathbf{j} \omega_1 t + \mathbf{j} B \cdot \exp - \mathbf{j} \omega_1 t$$
 (22)

Setzt man in y = f(t) $y = u_A - A$, so wird unter Berücksichtigung von Gl. (12)

$$y = 2 B \cdot \sin \omega_1 t \tag{23}$$

Da 2 B ein konstanter Faktor ist, entspricht also die Amplitudenhüllkurve genau der amplitudenmodulierten Signalspannung. Da die Amplitudendemodulation grundsätzlich mit einer HF-Gleichrichtung vergleichbar ist, kann man sagen, daß unter Voraussetzung einer geradlinigen Demodulationskennlinie jede nach der Demodulation vorhandene Verzerrung des niederfrequenten Nachrichtensignals gegenüber dem ursprünglich amplitudenmodulierten Signal durch eine Verzerrung der Amplitudenhüllkurve zum Ausdruck kommt und daß umgekehrt eine unverzerrte Amplitudenhüllkurve ein unverzerrtes demoduliertes Nachrichtensignal erwarten läßt. Daß es bei der Amplitudendemodulation nur auf die Form der Amplitudenhüllkurve



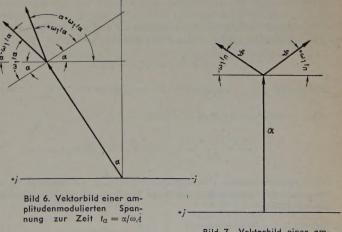


Bild 7. Vektorbild einer amplitudenmodulierten Spannung zur Zeit $t_n=2~\pi~n/\omega A$, wobei n eine positive ganze Zahl ist

ankommt und die Form der Trägerwechselspannung selbst nicht eingeht, wird in der Fachliteratur im allgemeinen und in [8] im besonderen bestätigt.

Zur vektoriellen Betrachtung der amplituden- und frequenzmodulierten Spannung schreibt man Gl. (10) unter Berücksichtigung von Gl. (12) als

$$\begin{split} u &= U \cdot \exp \mathbf{j} \, \left(\omega_0 \, t + M \cdot \sin \, \omega_2 \, t \right) - \mathbf{j} \cdot \frac{U \, m}{2} \cdot \exp \mathbf{j} \, \left(\omega_0 \, t \right. \\ &+ M \cdot \sin \omega_2 \, t + \omega_1 \, t \right) + \mathbf{j} \cdot \frac{U \, m}{2} \cdot \exp \mathbf{j} \left(\omega_0 \, t + M \cdot \sin \omega_2 \, t - \omega_1 \, t \right) \, (24) \end{split}$$

Setzt man jetzt $\omega_0\,t + M\sin\omega_2\,t = x$, so läßt sich Gl. (24) ebenfalls in Gl. (21) umformen. Da bei der Entwicklung der Vektorbilder (Bild 5 bis 7) nicht vorausgesetzt wurde, daß sich α proportional mit der Zeit t ändert, ergeben sich also grundsätzlich die gleichen Vektorbilder wie bei der nur amplitudenmodulierten Spannung, lediglich die Winkelgeschwindigkeit des Drehzeigers A ändert sich entsprechend den unterschiedlichen Exponenten der Gl. (20) und (24). Deshalb ist es jetzt möglich, durch eine zweimalige Transformation zu Gl. (22) zu kommen und analog der obigen Entwicklung Gl. (23) abzuleiten. Die erste Transformation bedeutet eine Drehung aller Zeiger um $-\omega_0 t$. Sie hat einen entsprechend $M \cdot \sin \omega_0 t$ um die Nullage pendelnden Zeiger zur Folge. Eine nochmalige Drehung aller Zeiger um $-M \cdot \sin \omega_2 t$ entspricht dann der zweiten Transformation und einer Gl. (22) analogen Darstellung. Damit ist aber gezeigt, daß kein im Prinzip begründetes Übersprechen des frequenzmodulierten Signales auf das amplitudenmodulierte Signal zu erwarten ist.

In diese Betrachtung wurde zwar der Einfluß einer im Abschnitt 4 gezeigten notwendigen Beschneidung der Bandbreite, die auch im

Wegfall der Seitenfrequenzen
$$f_n\left(M\right)\left[-\frac{m}{2}\cdot\cos\left(\omega_0+n\;\omega_2+\omega_1\right)\;t\right]$$

$$\pm \frac{m}{2} \cdot \cos \left(\omega_0 - n \, \omega_2 - \omega_1\right) t$$
 der Gl. (19) zum Ausdruck kommt,

nicht mit einbezogen. Die durch diese Beschneidung zu erwartende Verzerrung dürfte jedoch größenordnungsmäßig von so untergeordneter Bedeutung sein, daß sie im Rahmen dieser grundsätzlichen Untersuchung übergangen werden kann.

5.12 Untersuchung des Übersprechens des amplitudenmodulierten Nachrichtensignales auf das frequenzmodulierte Nachrichtensignal

Bei der Frequenzmodulation ist die Steilheit der hochfrequenten Spannungskurve im Nulldurchgang ein Maß für den niederfrequenten Signalpegel. Es ist deshalb zweckmäßig, in der folgenden Untersuchung die zu erwartenden Steilheiten in den Nulldurchgängen der nur frequenzmodulierten Spannung und der amplituden- und frequenzmodulierten Spannung zu ermitteln und gegenüberzustellen. Die Steilheit der hochfrequenten Spannungskurve ist durch deren Differentialquotienten nach der Zeit gegeben. Damit wird diese Steilheit für die nur frequenzmodulierte Spannung

$$\frac{\mathrm{d} u_F}{\mathrm{d} t} = U_F \cdot \cos \left(\omega_F t + M \cdot \sin \omega_2 t\right) \left(\omega_F + M \omega_2 \cdot \cos \omega_2 t\right) \tag{25}$$

Setzt man in Gl. (25) zur Vereinfachung $U_F = 1$ und bedenkt, daß im Nulldurchgang — wenn n eine ganze positive Zahl ist —

$$\omega_F t + M \cdot \sin \omega_0 t = 2 \pi n \tag{26}$$

und damit

$$\cos\left(\omega_F t + M \cdot \sin \omega_2 t\right) = 1 \tag{27}$$

wird, so erhält man mit $M \omega_2 = \Delta \omega$

$$\frac{\mathrm{d} F[f(2\pi n)]}{\mathrm{d} t} = \omega_F + \Delta \omega \cdot \cos \omega_2 t \tag{28}$$

Nach entsprechenden Überlegungen ergibt sich die Steilheit für die frequenz- und amplitudenmodulierte Spannung durch die Ableitung der Gl. (10) zu

$$\frac{\mathrm{d}\,u}{\mathrm{d}\,t} = \left[U \cdot \cos\left(\omega_0 \,t + M \cdot \sin\omega_2 \,t\right) \left(\omega_0 + M \,\omega_2 \cdot \cos\omega_2 \,t\right) \right]$$

$$\left(1 + m \cdot \sin\omega_1 \,t\right) + U \cdot \sin\left(\omega_0 \,t + M \cdot \sin\omega_2 \,t\right) \cdot m \cdot \omega_1 \cdot \cos\omega_1 \,t$$
(29)

Setzt man auch in Gl. (29) zur Vereinfachung U=1 und betrachtet analog die Verhältnisse im Nulldurchgang, so ergibt sich im Gegensatz zu Gl. (28)

$$\frac{\mathrm{d} F\left[f\left(2\,\pi\,n\right)\right]}{\mathrm{d} t} = \left(\omega_{0} + \Delta\,\omega \cdot \cos\omega_{2}\,t\right)\,\left(1 + m \cdot \sin\omega_{1}\,t\right) \quad (30)$$

Gl. (30) unterscheidet sich inhaltlich von Gl. (28) um den Faktor $(1+m\cdot\sin\omega_1t)$, und dieser Faktor stellt gewissermaßen ein Maß für die auftretende Kreuzmodulation des amplitudenmodulierten Signales auf das frequenzmodulierte Signal dar. Man erkennt aus Gl. (30) auch, daß mit kleiner werdendem Amplitudenmodulationsgrad m die Kreuzmodulation an Einfluß verliert. Fällt die Amplitudenmodulation weg, so entspricht das einem Amplitudenmodulationsgrad m = 0, und die Frequenzmodulation hat ein verzerrungsfreies frequenzdemoduliertes Signal zur Folge. Untersucht man die Größenordnung der zu erwartenden Verzerrungen unter Zugrundelegung der üblichen Zwischenfrequenz von $10,7\,\mathrm{MHz}$ und des üblichen Frequenzhubes von $\pm75\,\mathrm{kHz}$, so erkennt man, daß die Steilheit der nur frequenzmodulierten Trägerspannung im Nulldurchgang entsprechend Gl. (28) in Abhängigkeit von der Funktion des Nachrichtensignales um etwa +0,7% schwankt. Der Amplitudenmodulationsgrad m wird in neuerer Zeit nahe I gewählt. Rechnet man mit m = 0.9, so ist die durch die Amplitudenmodulation bedingte Schwankung der Steilheit der frequenz- und amplitudenmodulierten Trägerspannung im Nulldurchgang in Abhängigkeit von der Funktion des Nachrichtensignales, das amplitudenmoduliert ist, entsprechend Gl. (30) ±90 %.

Aus diesen Größenordnungen ist zu erkennen, daß der Einfluß der Amplitudenmodulation so dominierend in Erscheinung tritt, daß eine Auswertung des frequenzdemodulierten Nachrichtensignales unmöglich ist. Es ist deshalb ein zusätzlicher Aufwand erforderlich, um die vorhandene Kreuzmodulation zu beseitigen oder zumindest so einzudämmen, daß die auftretenden Verzerrungen klein genug sind, um im Vergleich zu den erzielten Vorteilen der Übertragung in Kauf genommen zu werden.

5.2 Grundsätzliches zur Eindämmung der Kreuzmodulation des amplitudenmodulierten Nachrichtensignales auf das frequenzmodulierte Nachrichtensignal

Es ist in der Nachrichtentechnik allgemein üblich, verschiedene in einem Übertragungsband vorhandene Nachrichtensignale mit Hilfe der Filtertechnik zu trennen. Dabei sind im allgemeinen alle Nachrichtensignale einem Träger zugeordnet. Die Filter oder Frequenzweichen trennen dann die verschiedenen Träger mit ihren Seitenfrequenzen voneinander und ermöglichen damit eine getrennte Auswertung der jeweils aufmodulierten Nachrichtensignale. Aus Gl. (10) ist jedoch ersichtlich, daß im vorliegenden Falle keine zugeordneten Trägerfrequenzen mehr bestehen, sondern entsprechend Gl. (11) gewissermaßen eine Verschmelzung stattgefunden hat. Aus diesem Grunde müßte in diesem Falle eine direkte Aussiebung des Nachrichtensignales angestrebt werden. Jede Aussiebung setzt jedoch voraus, daß sich die Kennwerte der zu trennenden Nachrichtensignale, auf die das Siebmittel abgestimmt ist, nicht wesentlich überschneiden.

Betrachtet man sich jedoch Gl. (19) in Zusammenhang mit Bild 4 und unter Berücksichtigung des in Abschnitt 4 erläuterten Einflusses der Phasenlage der Nachrichtensignale, so erkennt man, daß sowohl der Frequenz als auch der Amplitude und Phasenlage nach eine vollkommene Überschneidung der durch beide Modulationen bedingten Spannungen vorhanden ist.

Läßt man beispielsweise die Frequenz des amplitudenmodulierten Nachrichtensignales und damit dessen Kreisfrequenz ω_1 größer werden und hält die des frequenzmodulierten Nachrichtensignales konstant, so fallen für $\omega_1=\omega_2$ zwei durch die Amplitudenmodulation bedingte Seitenfrequenzen mit einer durch die Frequenzmodulation bedingten Seitenfrequenz im Bild 4 aufeinander. Schon daraus ist zu erkennen, daß eine Trennung beider Nachrichtensignale — selbst beim Vorhandensein idealer Filter — nicht möglich ist. Weiter wirkt sich eine Änderung der Frequenz des frequenzmodulierten Signales auf den Frequenzmodulationsgrad M und damit entsprechend der Besselfunktion auf die Amplitude der durch die Frequenzmodulation bedingten Seitenfrequenzen aus. Damit wird aber auch die Amplitude der durch die Amplitudenmodulation bedingten Seitenfrequenzen

beeinflußt. Daran ist zu erkennen, daß — selbst wenn es möglich wäre — eine Aussiebung der durch die Amplitudenmodulation bedingten Seitenfrequenzen das amplitudenmodulierte Nachrichtensignal keineswegs definieren könnte, weil in den Auswirkungen verschiedene Ursachen gleiche Wirkungen haben können. Nach den vorangegangenen Erläuterungen ist ohne weiteres zu übersehen, daß auch die Phasenlage in einer nicht eindeutig zu definierenden Weise beeinflußt wird.

Diese physikalischen Zusammenhänge lassen sich von der formalmathematischen Seite aus betrachtet noch leichter übersehen. Bedenkt man nämlich, daß Gl. (10) eine Funktion der Spannung in Abhängigkeit der zwei aufmodulierten Signalkreisfrequenzen der Form $u=f\left(\omega_1,\omega_2\right)$ darstellt, so erkennt man, daß für zwei diskrete Werte dieser Signalkreisfrequenzen zwar ein Punkt auf der Kurve dieser Funktion definiert ist, jedoch muß nicht dieser Punkt auf der Kurve diesen zwei diskreten Signalkreisfrequenzen und nur diesen entsprechen.

Die gleiche Betrachtungsweise, auf Gl. (19) angewendet, läßt erkennen, daß auch die durch die Amplitudenmodulation hervorgerufenen Seitenfrequenzen keines der beiden Nachrichtensignale zu definieren in der Lage sind. Im letzten Zusammenhang soll nicht unerwähnt bleiben, daß sich hier selbst die Phasenverschiebungswinkel des frequenzmodulierten Nachrichtensignales gegenüber der cos-Form und des amplitudenmodulierten Nachrichtensignales gegenüber der sin-Form addieren und deshalb keinen Aufschluß über die diskreten Phasenlagen der Signalfrequenzen mehr geben können.

Aus den dargelegten Gründen ist ohne weiteres ersichtlich, daß in diesem Falle alle allgemein üblichen Mittel der Filtertechnik nicht ohne weiteres geeignet sind, durch Aussiebung bestimmter Spannungen mit entsprechenden Kennwerten die Kreuzmodulation des amplitudenmodulierten Nachrichtensignales auf das frequenzdemodulierte Nachrichtensignal einzudämmen oder gar auszuschalten.

5.3 Frequenzdemodulation

Aus Abschnitt 5.12 wurde ersichtlich, daß eine Frequenzdemodulation der frequenz- und amplitudenmodulierten Spannung keine auswertbare frequenzdemodulierte Signalspannung erwarten läßt, während im Abschnitt 5.2 der Nachweis erbracht wurde, daß jeder Versuch, mit allgemein üblichen Mitteln die vorhandene Kreuzmodulation des amplitudenmodulierten Nachrichtensignales auf das frequenzdemodulierte Nachrichtensignal auszuschalten, zum Scheitern verurteilt ist und unabhängig vom wirtschaftlichen Aufwand einem Paradoxon gleichkommt. Das Problem einer verzerrungsfreien Frequenzdemodulation ist deshalb nur zu lösen, wenn man Hilfsgrößen verwendet, die denen das Paradoxon erzeugenden in Abhängigkeit von der Zeit äquivalent sind. Da das Paradoxon jedoch durch die Amplitudenmodulation einer Signalspannung entsteht, muß man also die passive Filtertechnik verlassen und aktive Glieder einschalten, die mit einer in Abhängigkeit von der Zeit jeweils der amplitudenmodulierten Signalspannung äquivalenten Hilfsspannung arbeiten. Die Erzeugung einer solchen äquivalenten Hilfsspannung setzt jedoch die Kenntnis der amplitudenmodulierten Signalspannung voraus. Man muß deshalb untersuchen, ob die amplituden- und frequenzmodulierte Spannung nach Gl. (10) Kennwerte aufweist, die eine Definition der amplitudenmodulierten Signalspannung zulassen. Nun wurde im Abschnitt 5.11 nachgewiesen, daß die Amplitudenhüllkurve der amplituden- und frequenzmodulierten Spannung nach Gl. (10) genau der amplitudenmodulierten Signalspannung entspricht. Damit ist aber auch eine Amplitudendemodulation ohne zusätzlichen Aufwand gegenüber der nur amplitudenmodulierten Spannung möglich, durch die das amplitudenmodulierte Nachrichtensignal erhalten wird.

Mit diesem amplitudendemodulierten Nachrichtensignal läßt sich dann leicht eine erforderliche Hilfsspannung, die dem amplitudenmodulierten Signal äquivalent ist, erzeugen.

Betrachtet man sich Bild 4 mit der Zielsetzung, das Frequenzspektrum der amplituden- und frequenzmodulierten Spannung so zu verändern, daß das Frequenzspektrum der nur frequenzmodulierten Spannung nach Bild 3 erhalten wird, so ist ohne weiteres ersichtlich, daß mit Erreichen dieses Zieles das Problem einer verzerrungsfreien Frequenzdemodulation der amplituden- und frequenzmodulierten Spannung nach Gl. (10) ohne weiteres zu lösen ist. Dieses Ziel aber kann dadurch erreicht werden, daß man eine Schaltanordnung verwendet, durch die alle durch die Amplitudenmodulation bedingten

Seitenfrequenzen in gleicher Phasenlage und mit gleicher Amplitude, nur mit umgekehrten Vorzeichen auftreten. Da die durch die Amplitudenmodulation bedingten Seitenfrequenzen — wenn man sie in der relativen Betrachtung als positiv wertet — durch die Amplitudenmodulation der — ebenfalls relativ betrachteten — positiven Signalspannung entstanden sind, ist der Gedanke naheliegend, daß die gleichen Seitenfrequenzen in gleicher Phasenlage und mit gleicher Amplitude — nur mit negativen Vorzeichen — durch eine Amplitudenmodulation der negativen Signalspannung erzeugt werden können. Diese Gedanken erfordern jedoch die Untersuchung der zu erwartenden Verhältnisse nach einer nochmaligen Amplitudenmodulation der amplituden- und frequenzmodulierten Spannung nach Gl. (10) mit dem phasenumgekehrten, amplitudendemodulierten Nachrichtensignal.

Der Amplitudenmodulationsgrad m stellt das Verhältnis der Amplitude der Signalspannung zur Amplitude der Trägerspannung dar. Bei der Analyse der Verhältnisse nach einer nochmaligen Amplitudenmodulation der amplituden- und frequenzmodulierten Spannung nach Gl. (10) mit dem phasenumgekehrten amplitudendemodulierten Nachrichtensignal muß man berücksichtigen, daß die Trägerspannung bereits amplitudenmoduliert ist und deshalb keine konstante Amplitude hat. Deshalb aber wird diesmal der Amplitudenmodulationsfaktor auch nicht konstant, sondern stellt eine Funktion des bereits amplitudenmodulierten Nachrichtensignales dar. Die Amplitude der jetzigen Trägerwechselspannung ist entsprechend Gl. (10) gegeben durch

$$U_P = U\left(1 + m \cdot \sin \omega_1 t\right) \tag{31}$$

Unter Berücksichtigung von sin $(-\alpha) = -\sin \alpha$ und mit $U_1 = m\ U$ — wobei U_1 die Amplitude der amplitudenmodulierten Signalspannung darstellt — wird aus Gl. (31)

$$u_P = U \left(1 + m \cdot \sin \omega_1 t \right) \left(1 - \frac{m \cdot \sin \omega_1 t}{1 + m \cdot \sin \omega_1 t} \right) \cdot \sin(\omega_0 t + M \cdot \sin \omega_2 t) \tag{32}$$

wobei up die zeitabhängige Spannung einer amplituden- und frequenzmodulierten Spannung darstellt, die mit dem phasenungekehrten amplitudendemodulierten Nachrichtensignal nochmals amplitudenmoduliert wurde. Die Ausmultiplikation von Gl. (32) ergibt

$$u_P = U \cdot \sin(\omega_0 t + M \cdot \sin \omega_2 t) \tag{33}$$

Damit ist aber gezeigt, daß durch diese Methode jede Kreuzmodulation des amplitudenmodulierten Nachrichtensignales auf das frequenzmodulierte Nachrichtensignal kompensiert ist, da Gl. (33) inhaltlich vollkommen mit Gl. (9) übereinstimmt.

Wie aus Bild 5 bis 7 ersichtlich ist, läßt sich die Amplitudenmodulation einer Signalspannung auf eine Trägerspannung durch die Summe von drei Drehzeigern darstellen. Diese Darstellung ist auch möglich im Falle der Amplitudenmodulation des phasenumgekehrten, amplitudendemodulierten Nachrichtensignales auf einen frequenzund amplitudenmodulierten Träger, soweit man die bereits vorhandene Frequenz- und Amplitudenmodulation in der Darstellung berücksichtigt. Aus der Darstellung des Vektorbildes Bild 8 sind deshalb die oben analytisch nachgewiesenen Verhältnisse sehr anschaulich ersichtlich. Im Tonfrequenz-Bereich sind die mathematisch-physikalischen Voraussetzungen für eine verzerrungsfreie Frequenzdemodu-

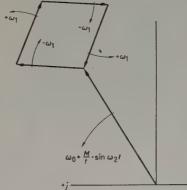


Bild 8. Vektorbild einer amplituden- u. frequenzmodulierten Spannung, die mit dem phasenumgekehrten amplitudendemodulierten Signal ein zweites Mal amplitudenmoduliert ist

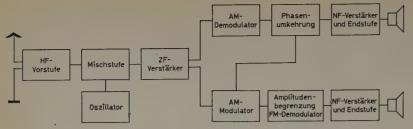


Bild 9. Blockbild eines Gerätes zum Empfang stereophonischer Übertragungen

lation damit gegeben und lassen sich auch technisch hinreichend genau erfüllen.

Der Einfluß auftretender kleiner Fehler — bedingt durch Amplitudenund Phasenverzerrung des amplitudendemodulierten, phasenumgekehrten Nachrichtensignales — soll an dieser Stelle nicht untersucht werden. Das Blockbild eines Gerätes für den Empfang stereophonischer Rundfunksendungen nach den abgehandelten Prinzipien ist im Bild 9 dargestellt.

Eine Kompatibilität des beschriebenen Verfahrens ist auf der FM-Seite auf Grund der im Abschnitt 5.12 untersuchten Kreuzmodulation nicht gegeben. Im normalen UKW-Empfänger der bisherigen Bauart kann also beispielsweise keine monaurale Auswertung des frequenzdemodulierten Nachrichtensignals erfolgen.

6. Schlußbetrachtung

Das Problem der stereophonischen Übertragung von Rundfunksendungen im UKW-Bereich dürfte nach den angestellten Betrachtungen mit einem minimalen wirtschaftlichen Aufwand und unter Beibehaltung der zur Zeit zur Übertragung notwendigen Bandbreite lösbar sein. Damit ist eine sprunghafte Verbesserung der Übertragungsqualität in Aussicht gestellt, ohne daß die Zahl der arbeitenden und geplanten Sender eingeschränkt wird. Damit ist jedoch der Anwendungsbereich dieser Technik noch in keiner Weise erschöpft. So können zum Beispiel zu Sendezeiten, in denen kein stereophonischer Effekt benötigt wird, zwei Programme parallel auf einer Trägerfrequenz gestrahlt werden. Das trifft auch für Nachrichtensendungen zu, die zu gleicher Zeit in zwei Sprachen verbreitet werden können, wobei der Hörer am Gerät die Möglichkeit haben müßte,

einen NF-Kanal wahlweise auszuschalten. Des weiteren ist in letzter Zeit verschiedentlich das Bedürfnis bekannt geworden, das Bild von Fernseh-Sendungen in zwei verschiedenen Sprachen zu erläutern. Auch bei der Lösung dieses Problems könnte man zugunsten der hier beschriebenen Methode auf geplante und sowohl sender- als auch empfängerseitig sehr teure Impuls-Verfahren verzichten.

Ganz allgemein bedeutet die Verwirklichung der hier aufgezeigten Perspektiven eine doppelte Ausnutzungsfähigkeit aller vorhandenen Frequenzbänder im UKW-Bereich und damit einen großen Gewinn.

Aber auch in der Fernmeldetechnik ganz allgemein werden sich in Zukunft durch die beschriebene Technik oft neue Wege beschreiten lassen.

Am Ende der Arbeit soll nicht versäumt werden, Herrn Prof. Dr.-Ing. H. Frühauf, Technische Hochschule Dresden, für seine freundlichen Hinweise aufrichtigen Dank auszusprechen.

Schrifttum

- [1] Frühauf, H.: Zum Stand der Informationstheorie. Nachrichtentechn. Bd. 6 (1956) Nr. 10, S. 433
- [2] Radius, K.: Mehrfachübertragung durch Amplitudenvervielfachung. Nachrichtentechn. Z. Bd. 9 (1956) Nr. 9, S. 403
- [3] Kühne, F.: Stereophonie in der Praxis. Funkschau Bd. 29 (1957) Nr. 1, S. 7
- [4] Tetzner, K.: Zwei Rundfunkprogramme über einen Sender. Radio-Magazin Bd. 30 (1954) Nr. 6, S. 171
- [5] v. Weiss, A.: Übersicht über die theoretische Elektronik I; Physikalisch-mathematische Grundlagen. Füssen 1954, Winter
- [6] Küpfmüller, K.: Einführung in die theoretische Elektrotechnik. Berlin, Göttingen, Heidelberg 1955, Springer
- [7] Vilbig, F.: Lehrbuch der Hochfrequenztechnik. Leipzig 1944, Akadem. Verlagsges. Becker & Erler
- [8] Barkhausen, H.: Elektronenröhren. Bd. 4, Leipzig 1950, Hirzel
- [9] Kammerloher, I.: Elektrotechnik des Rundfunktechnikers. Berlin 1956, Deutscher Funkverlag
- [10] Kammerloher, I.: Hochfrequenztechnik Bd. 3, 2. Auflage. Leipzig 1949, Wintersche Verlagsbuchhdlg.

(eingegangen am 26. Aug. 1957)

Farbiges Fernsehen durch Color-Filter — Vortäuschung falscher Tatsachen?

Seit etwa einem Jahr sind sogenannte Mehrfarbfilter für Fernsehgeräte auf dem Markt, die dazu dienen sollen, aus dem schwarz-weißen FS-Bild ein farbiges Bild zu machen. Die Filter sind Folien, deren oberer Rand blau, die Mitte bräunlich und der untere Rand grün gefärbt sind. Es scheint an der Zeit zu sein, sich mit diesem technischen Unfug einmal auseinanderzusetzen, um zu verhindern, daß durch diese Filter im Publikum eine falsche Vorstellung erweckt wird. Das Publikum, das sich zumeist aus technischen Laien zusammensetzt, ist sogenannten Neuerungen, die noch dazu durch eine aufgebauschte Reklame unterstützt werden, mangels Kenntnis der wahren Sachverhalte meist wehrlos ausgeliefert.

Durch eine ausgefeilte Technik ihrer Empfangsgeräte ist die Industrie mehr und mehr bemüht, dem fernsehenden Publikum Bilder hoher Qualität zu ermöglichen, und es kann deshalb in keinem Interesse irgendeines Beteiligten liegen, daß diese Übertragungsqualität durch technisch zweifelhafte Mittel erheblich verschlechtert wird.

Betrachtet man einmal die Farbanordnung dieser Color-Filter, so könnte man bei sehr viel gutem Willen sagen: Nun gut, für Landschaftsszenen noch angängig (sofern Sommer ist). Erfahrungsgemäß kommen aber Landschaftswiedergaben im Fernsehen sehr selten zur Übertragung und für andere Szenen ist das Color-Filter nur von Übel, da es mit den Erfordernissen der übertragenen Szene überhaupt nicht zusammenpaßt. Man denke beispielsweise an Großaufnahmen von Personen. Da also mit der gesendeten Szene kein Einklang zu finden ist (wie sollte es auch; wenn das Programm nur für die Farbfilter brauchbar wäre, wäre es völlig ungenießbar), fragt sich der Unbefangene: Wozu ist es sonst noch gut?

Das Filter soll die Augen schonen. Die Augen werden aber dann am meisten geschont, wenn man den Durchlaßfaktor möglichst klein macht. Außerdem muß die Abschwächung gleichmäßig für das ganze Bildfeld sein. Optimale Augenschonung wird erreicht, wenn man überhaupt kein

Bild mehr sieht. Daß das aber nicht das Ziel dieses Filters ist, kann vorausgesetzt werden.

Eine viel größere Schonung der Augen erreicht man dadurch, wenn zusätzlich beim Fernsehen Raumbeleuchtung eingeschaltet wird. Man muß dann nur Bildhelligkeit und Kontrast entsprechend einstellen. Die kontrastmindernde Wirkung der Raumbeleuchtung wird seit langem in F8-Geräten dadurch abgeschwächt, daß einerseits für das Frontglas der Bildröhren Grauglas verwendet wird und die Schutzscheibe meist als Graufilter ausgeführt ist. Auf diese Weise wird der Einfluß des Raumlichts weitgehend und vor allem gleichmäßig über die gesamte Fläche kompensiert. Als günstigsten Absorptionsfaktor von Schutzscheibe + Bildröhre hat man etwa 40% ermittelt, wobei das Frontglas der Bildröhre bereits 25% absorbiert. Ein zusätzliches Filter bringt nur Lichtverluste der Bildröhre, die man durch erhöhten Strahlstrom ausgleichen muß. Die Folge davon kann eine verminderte Lebensdauer der Bildröhre sein. Zusätzliche Filter sind also unnötig und haben nur nachteilige Wirkung.

Ein weiterer Nachteil der Color-Filter ist die Tatsache, daß es sich um eine Folie handelt. Nun ist es praktisch unmöglich, wenn man nicht Spannvorrichtungen verwendet, eine Folie absolut eben vor dem FS-Gerät anzubringen. Ein wellenförmiges Diaphragma, und ein solches stellt die Folie dar, ist aber leicht die Ursache von zusätzlichen, störenden Lichtreflexen von irgendwelchen in der Nähe des FS-Gerätes aufgestellten Leuchten. Wie störend solche Reflexbilder sind, weiß jeder, der einmal bei einer Fernsehsendung durch das Reflexbild (das zwar nur schwach ist) einer Lampe irritiert worden ist.

Zusammenfassend läßt sich die Fragestellung nicht vermeiden: Was kann man mit dem Color-Filter überhaupt anfangen? Die Antwort lautet: Nichts!

(eingegangen am 6. Okt. 1958)

Gamma-Spektroskopie

DK 621,317,39:539,166

Die im Jahre 1860 durch den Physiker R. Bunsen bekanntgewordene Spektralanalyse brachte einen ungeheuren Aufschwung für fast alle Gebiete der Naturwissenschaften, vornehmlich aber der Astronomie und der analytischen Chemie. Die klassische Spektroskopie macht davon Gebrauch, daß alle Elemente im selbstleuchtenden Zustand Licht scharf definierter Wellenlängen emittieren, die für jedes Element charakteristisch sind. So wurde es mit Hilfe der klassischen Spektroskopie beispielsweise möglich, genaue Aussagen darüber zu machen, welche Elemente in den äußeren Schichten der Sonnenatmosphäre vorkommen.

Die Erforschung der Zerfallsreihen der natürlichen radioaktiven Elemente führte zur Entdeckung der Isotopie. Man fand innerhalb der Elemente Unterschiede, die zwar nicht hinsichtlich des chemischen Verhaltens bestanden, die aber physikalisch als unterschiedliche Massen in Erscheinung traten.

Die Entdeckung der Isotopie erforderte die Entwicklung von Massen-Spektrometern, mit deren Hilfe dann eine große Zahl natürlicher Isotope aufgedeckt wurden. Im Massenspektrometer werden die zu untersuchenden Elemente zunächst ionisiert und dann die positiven Ionen im Vakuum beschleunigt. Die Trennung der Isotope erfolgt dann auf Grund ihrer unterschiedlichen Massen in einem starken Magnetfeld.

Die Erkenntnis, daß zu den einzelnen radioaktiven Isotopen Strahdung bestimmter Energie gehört, die charakteristisch für den jeweiligen Kern ist, gibt die Möglichkeit, einzelne Isotope auf Grund ihrer charakteristischen Strahlung innerhalb eines Isotopengemisches zu identifizieren.

Handelt es sich um Alpha- oder Beta-Strahlung, so besteht grundsätzlich die Möglichkeit, ihre Energie mit elektro-magnetischen Anordnungen zu bestimmen, wenngleich von diesem Verfahren auch nur in selteneren Fällen Gebrauch gemacht wird. Bei der Gamma-Strahlung — einer elektromagnetischen Strahlung kürzester Wellenlänge — scheiden natürlich elektromagnetische Verfahren aus. Die Dispersion, die sich im optischen Spektrometer leicht mit einem Prisma oder an einem Gitter durchführen läßt, führt bei energiereicher Gamma-Strahlung zu erheblichen Schwierigkeiten, so daß solche Verfahren praktische Bedeutung nur für die Grundlagenforschung haben.

Nun haben jedoch einige Kristalle die Eigenschaft, kleinste Lichtblitze (Szintillationen) zu emittieren, wenn ihnen Energie in Form von radioaktiver Strahlung zugeführt wird. Darüber hinaus haben etliche Kristalle noch die besondere Eigenschaft, daß die ausgelösten Blitze in ihrer Lichtstromamplitude proportional der Energie der einfallenden Gamma-Strahlung sind — zumindest innerhalb eines genügend großen Energiebereiches.

So ist beispielsweise der lineare Zusammenhang beim NaJ-Tl (Natriumjodid mit Thallium aktiviert) für Gamma-Strahlung zwischen 50 keV und 6 MeV bekannt. Dieser Effekt gestattet den Aufbau von Szintillations-Gamma-Spektrometern zur Analyse von Isotopengemischen.

1. Der Szintillations-Detektor

Als Szintillatoren für Gamma-Strahlung werden vorzugsweise NaJ-Tl-Einkristalle verwendet. Sie lassen sich einerseits leicht in genügender Größe und optischer Reinheit herstellen und haben andererseits auch auf Grund ihres relativ hohen Gewichtes ein großes Absorptionsvermögen und — abgesehen von der schon erwähnten guten Linearität — auch noch den Vorteil, daß das Maximum des emittierten Lumineszenzlichtes mit 4100 Å in den Hauptempfindlichkeitsbereich üblicher Photokatoden fällt.

Der Kristall wird vor die Photokatode eines Sekundärelektronen-Vervielfachers gesetzt. Um keine unnötigen Lichtverluste durch Reflexionen an den Grenzschichten Kristall-Luft und Luft-Glaswand auftreten zu lassen, benutzt man zur optischen Kopplung ein geeig-

netes Silikon-Öl, mit dem der Kristall an der Glaswand des Vervielfachers angerieben wird.

Die einzelnen Szintillationen lösen nun ihrer Intensität proportionale Elektronenimpulse an der Photokatode aus, die in üblicher Weise durch Sekundärelektronen-Vervielfachung etwa 10°fach verstärkt werden. Am Ausgang des Sekundärelektronen-Vervielfachers liegt dann ein Katodenverstärker, der für einen niederohmigen Ausgang sorgt. Auf diese Weise erhält man also elektrische Impulse, die proportional der Energie $h \cdot \nu$ der zu analysierenden Gamma-Strahlung sind.

Ganz besonders sorgfältig muß natürlich die Beschleunigungsspannung für den Sekundärelektronen-Vervielfacher konstantgehalten werden, da diese Spannung exponentiell in die Impulshöhe eingeht. Die heute übliche Anforderung, die man an einen solchen Netzteil hinsichtlich Spannungskonstanz stellt, liegt bei 0,1% über 8 Stunden.

2. Der Analysator

Im vorhergehenden war aufgezeigt worden, wie man elektrische Impulse erhält, die der Energie proportional sind. Um nun jedoch eine qualitative und auch quantitative Analyse eines Spektrums zu erhalten, wird eine Einrichtung benötigt, die aufzeigt, welche Impulshöhen beziehungsweise Energien im Spektrum auftreten und wie groß die Anzahl der Impulse beziehungsweise die Intensität der einzelnen Linie ist.

Hierzu werden recht umfangreiche elektronische Einrichtungen, sogenannte Impulshöhen-Analysatoren, verwendet. Zur Zeit gibt es bereits eine ganze Anzahl von Analysatoren, die sich sowohl im Aufbau als auch in der Anzeige recht erheblich unterscheiden.

Im folgenden soll ein Impulshöhen-Analysator (Bild 1) beschrieben werden, der zur Zeit in Frankreich und in der Schweiz viel benutzt wird und mit dem in Deutschland zum Beispiel die Bundesdienststelle für zivilen Bevölkerungsschutz arbeitet.

Es handelt sich hierbei um einen 25-Kanal-Impulshöhen-Analysa-

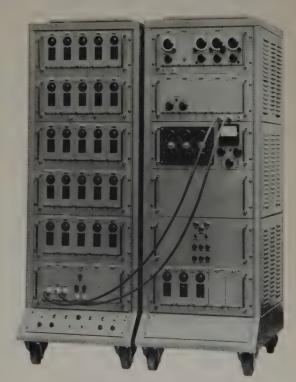


Bild 1. Gesamtansicht eines 25-Kanal-Impulshöhen-Analysators. Rechts: Analysator, links: Registrierschrank

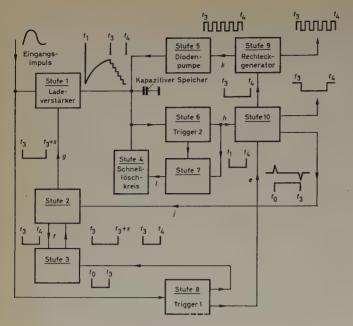


Bild 2. Blockbild des Analysatorteils

tor¹) mit direkter Anzeige. Das Gerät besteht aus zwei Schränken, nämlich dem eigentlichen Analysator und dem Registrierschrank, dem das kodierte Analysensignal zugeführt wird. Beschränkt man sich zunächst auf den Analysatorschrank, so ergeben sich folgende Funktionen: An den Eingang gelangen Impulse, die innerhalb des Amplitudenintervalls $U_0...U_a$ liegen und entsprechend ihrer Amplitude auf die 25 Kanäle verteilt werden müssen, wobei jeder Kanaleine "Bandbreite" von 1/25 der "Gesamtbandbreite" $U_a...U_a$ aufweist.

Kommt ein Impuls an den Eingang des Analysators, so gelangt er zunächst an den Trigger 1, wie im Blockbild Bild 2 ersichtlich ist. Dieser Schmidt-Trigger hat ein Potentiometer, mit dem die Ansprechamplitude eingestellt werden kann. Der Schwellwert wird so hoch gelegt, daß der Trigger nur von Impulsen, die zur Analyse zugelassen sind, ausgelöst werden kann und nicht durch das Rauschen des Sekundärelektronen-Vervielfachers oder eines nachgeschalteten Verstärkers.

War der Impuls groß genug, so kippt Trigger I und liefert zwei Rechteck-Signale von der Breite t_3 — t_0 . Hiervon gibt ein Signal über Stufe 3 und 2 den Ladeverstärker frei, so daß der zu analysierende Impuls auf die Speicherkapazität gelangt.

Liegt der Impuls innerhalb des Amplituden
intervalls $U_0...U_a$, also oberhalb der Schwelle U_0 des Triggers 2, der eben
falls wie Trigger 1 ein einstellbarer Schmidt-Trigger ist, so kippt dieser. Der ausgelöste Rechtecksprung h mit einer Breite t_4 — t_1 gelangt an Stufe 10, die aus einem Dreifach-Flip-Flop besteht. Diese Stufe gibt so
fort ein Signal j mit der Breite t_4 — t_3 auf Stufe 2. Hierdurch werden zwei wesentliche Dinge erreicht:

- 1) Es wird der Ladeverstärker durch Kippen eines bistabilen Flip-Flops verblockt.
- 2) Stufe 3 wird für die Zeit $t_3...t_4$ verblockt.

Da Stufe 3 für die Zeit $t_3 \dots t_4$, die der benötigten Analysenzeit ent-

spricht, durch das Signal f verblockt ist, kann also die Analyse nicht durch einen zweiten Impuls, der in zu geringem zeitlichen Abstand folgt, gestört werden. Nach Ablauf der Analysenzeit $t_3...t_4$ ist die Verblockung in Stufe I aufgehoben. Die zweite Stufe ist jedoch nach wie vor verblockt und damit ebenfalls der Ladeverstärker. Der bistabile Flip-Flop liegt also in Wartestellung für den Zeitraum $t_3...t_{3+x}$. Passiert zu einem willkürlichen Zeitpunkt t_{3+x} ein Impuls den Trigger I, so kippt der bistabile Flip-Flop und gibt nun auch die Stufe 2 und damit den Ladeverstärker frei, und es spielt sich erneut der beschriebene Vorgang ab.

Es ist also in der obigen Ausführung zunächst ein Teil der nötigen Verriegelungssteuerung beschrieben, die erforderlich ist, um die Analyse jeweils nur auf einen einzelnen Impuls zu beschränken.

Im Speicher befindet sich jetzt eine Ladungsmenge, die proportional der Gamma-Energie ist. Der Dreifach-Flip-Flop in Stufe 1θ liefert nun außer dem bereits bekannten Steuersignal noch ein Signal von der Breite t_4 — t_3 . Es muß jedoch noch kurz auf die Auslösung dieses Signals eingegangen werden: Beim Kippen des Triggers I gelangt das zweite Rechtecksignal mit der Breite t_3 — t_0 nach Differenzierung an die Stufe $I\theta$. Durch die Anstiegflanke des Signals h, das vom Trigger 2 kommt, kippt eine Flip-Flop-Stufe. Hierdurch wird erreicht, daß die differenzierte Rückflanke des Rechteck-Signals e, die als negativer Impuls im Zeitpunkt t_3 auftritt, einen zweiten Flip-Flop triggern kann, der dann im Zeitpunkt t_4 durch die Rückflanke des Signals h wieder zurückkippt. Durch diesen Vorgang ergibt sich dann das Signal der Breite t_4 — t_3 für den Rechteck-Generator.

Der Rechteck-Generator besteht im wesentlichen aus einem Multivibrator, der mit einer Frequenz von 100 kHz läuft, und einem monostabilen Flip-Flop, der normalerweise blockiert ist. Im Zeitpunkt t_3 wird dieser Flip-Flop durch die Anstiegflanke des eben genannten Signals, das von der Stufe 10 kommt, freigegeben.

Jetzt kommen also als Signal k aus der Stufe 9 Rechteckimpulse. Diese Rechteckimpulse haben eine streng definierte Breite und Amplitude. Es haben alle Impulse genau die gleiche Ladungsmenge in Coulomb. Diese "Coulomb-Pakete" gelangen nun über eine Ladediode ("Diodenpumpe") an den Speicherkondensator.

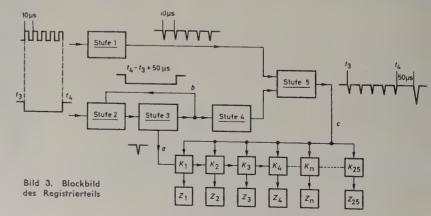
Bezogen auf die Polarität der Ladung, die bereits am kapazitiven Speicher liegt, ist die Polarität der Rechteckimpulse umgekehrt. Die Speicherkapazität wird jetzt also durch die Rechteckimpulse, die über die Dioden-Pumpe injiziert werden, entladen. Damit sinkt die Ladung am Speicherkondensator treppenförmig ab, bis schließlich die Schwelle des Triggers 1 unterschritten wird. In diesem Zeitpunkt t_4 kippt der Trigger 2 in seine Anfangsstellung zurück. Der Zeitpunkt t_4 entspricht also der Rückflanke des Signals \hbar , das über die Stufe 10 an den monostabilen Flip-Flop der Stufe 9 gelangt und diesen wieder blockiert.

Da mit jedem Impuls eine gleiche Menge Amperesekunden transportiert wurde, ist also die Anzahl der gelieferten Rechteckimpulse direkt proportional der Ladungsmenge, die am Kondensator gespeichert war, und direkt proportional der zu analysierenden Gamma-Strahlungsenergie.

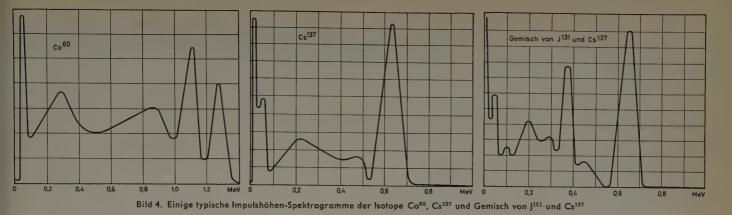
Die zu analysierende Gamma-Energie liegt also jetzt in kodierter Form als Impulsreihe vor. Bevor nun auf die Entschlüsselung eingegangen wird, soll der Fall beschrieben werden, daß der Eingangsimpuls größer ist, als \mathbf{U}_a , das heißt, daß er also oberhalb des Intervalls U_a-U_0 liegt.

Der Eingangsimpuls mit der Amplitude, die größer ist als U_a , löst zunächst den Trigger I aus; dieser gibt in bekannter Weise über die Stufen 3 und 2 den Ladeverstärker frei. Hiernach erscheint der Impuls an der Speicherkapazität, überschreitet die Schwelle \mathcal{S}_2 des Triggers 2, der nun seinerseits die Verblockung des Eingangs auslöst. In der Katodenleitung des Triggers 2 befindet sich ein Potentiometer, an dem eine dem Eingangsimpuls proportionale Spannung abfällt. Mit Hilfe dieses Potentiometers wird die obere Schwelle \mathcal{S}_3 entsprechend U_3 des zu analysierenden Intervalls eingestellt.

Ist der Impuls nun größer als der obere Grenzwert, so wird in Stufe 7 ein bistabiler Flip-Flop gekippt, und der so ausgelöste Impuls gelangt als Signal l in die Stufe 4. Die Stufe 4 dient zur Schnell-Löschung



¹) L'Electronique Appliqueé, General
vertretung Herlurth ${\it GmbH},$ Hamburg-Altona



des kapazitiven Speichers. Eine im Normalzustand blockierte Triode wird durch ein sehr großes positives Signal aufgetastet und entlädt so die Speicherkapazität in kürzester Zeit. Hierdurch wird erreicht, daß die Analyse gar nicht erst eingeleitet wird. Sobald die Schwelle des Triggers 2 wieder unterschritten wird, kippt dieser zurück, und der bistabile Flip-Flop der Stufe 7 kippt ebenfalls über die Rückflanke des Signals h in seine Ausgangslage zurück. Gleichzeitig wird über die gleiche Rückflanke t_4 die Verriegelung des Eingangs aufgehoben.

3. Der Anzeigeteil

Nachdem nun der eigentliche Analysatorteil in seinen wesentlichen Grundzügen beschrieben ist, verbleibt jetzt nur noch der Anzeigeteil des Impulshöhen-Analysators zu erläutern, der die Aufgabe hat, die kodierte Analyse zu dechiffrieren.

Dem Anzeigeteil (Bild 3) werden zwei Signale zugeführt, von denen das eine die Impulsreihe ist, das andere die Hüllkurve dieser Reihe mit der zeitlichen Breite t_4 — t_3 darstellt. Die Impulsreihe gelangt zunächst in eine Impulsformerstufe, in der sie zu einer Reihe kurzer, negativer Triggerimpulse umgeformt wird. Hiernach wird die Impulsfolge auf eine Mischstufe 5 gekoppelt, deren Funktion weiter unten noch beschrieben wird.

Das zweite Signal, die Hüllkurve, deren Breite t_4 — t_3 ist, gelangt über die Stufe 2 an Stufe 3. Hierin löst die Anstiegflanke einen kurzen negativen Impuls aus, der die Stufe 3 als Impuls a verläßt. Gleichzeitig liefert die Stufe 3 einen Impuls von der Länge t_4 — t_3 + 50 μ s. Dieser Impuls wird auf die Stufe 2 gegeben und verriegelt diese für den zur Dechiffrierung erforderlichen Zeitraum. Außerdem wird dieser Impuls auf die Stufe 4 gegeben. In der Stufe 4 löst die Rückflanke des Impulses b einen kurzen negativen Impuls hoher Amplitude aus, der auf die Mischstufe 5 gegeben wird und dort der Impulsreihe überlagert wird. Diese oben beschriebene Anordnung, die aus den Stufen 1...5 besteht, stellt die Steuereinrichtung für die 25 Anzeigekanäle dar.

Die Anzeige erfolgt in 25 Kanälen, die aus 25 völlig identisch aufgebauten Stufen bestehen.

Jeder Kanal enthält zwei Trigger-Anordnungen, eine dekadische Zählröhre und ein elektromechanisches Zählwerk. Der erste Flip-Flop ist ein Schmidt-Trigger, dessen Arbeitspunkt in der Mitte der Hysteresis-Kurve liegt. Der zweite Trigger hat im Eingang ein Integrationsglied liegen. Es läßt den Trigger nur dann kippen, wenn das Eingangssignal eine Mindestlänge von 30 µs aufweist. Dem zweiten Trigger ist dann eine normale dekadische Zählanordnung nachgeschaltet.

Die 25 Kanäle sind derart zu einem Ring zusammenschaltet, daß der Eingang des einen Röhrensystems des ersten Triggers aller 25 Kanäle parallelgeschaltet und der Eingang des zweiten Röhrensystems jeweils mit dem Ausgang des ersten Triggers des vorhergehenden Kanales verbunden ist.

Vor Beginn der Registrierung stehen alle 25 Flip-Flop-Stufen, die den ersten Trigger darstellen, in einer Ruhestellung, bei der sie gegen Signale c auf der gemeinsamen Eingangsleitung unempfindlich sind. Bei Beginn der Registrierung kommt ein Impuls a auf das zweite Röhrensystem des Triggers I im ersten Kanal. Hierdurch wird dieser in die "Wartestellung" gebracht. Das dann über die gemeinsame Triggerleitung kommende Signal c läßt den ersten Trigger des ersten Kanales kippen. Hierdurch entsteht ein Rechteck-Sprung, dessen zeitliche Länge zunächst nicht feststeht. Die Anstiegflanke dieses

Impulses bringt nun den ersten Trigger des zweiten Kanals in die "Wartestellung". Kommt ein zweiter Impuls aus der auszuwertenden Impulsreihe c auf den gemeinsamen Eingang, so kippt erstens der erste Trigger des ersten Kanals zurück, und zweitens wird jetzt der erste Trigger des zweiten Kanals gekippt, da dieser in "Wartestellung" stand.

Da der Abstand der Impulse in der auszuwertenden Impulsreihe auf Grund der 100-kHz-Folgefrequenz des Rechteck-Generators im Analysator 10 μs beträgt, ist nun auch die Dauer des Rechteck-Impulses des ersten Triggers im ersten Kanal, die zunächst unbestimmt war, zu 10 μs festgelegt. Dieser Rechteck-Impuls, den jeweils der erste Trigger eines Kanales liefert, wird, wie eingangs beschrieben, über ein Integrierglied von 30 μs auf den Trigger 2 gegeben. Hat, wie eben beschrieben, der Rechteck-Impuls vom Trigger 1 nur eine Breite von 10 μs , so kann er den Trigger 2 nicht auslösen, und es wird somit innerhalb dieses Kanales auch keine Registrierung im Zähler vorgenommen.

Nennen wir den letzten Impuls einer zu registrierenden Impulsreihe n, so wird dieser durch die beschriebene "Weiterreichung" schließlich einen Kanal K_n erreichen. Dieser Kanal steht in "Wartestellung", die vom Impuls n—1 über Kanal K_{n-1} ausgelöst wurde.

Der Impuls n löst nun den ersten Trigger im Kanal K_n aus. Dieser liefert nun wiederum einen Rechteck-Sprung von zunächst unbestimmter Breite, und der Anstieg bringt in bereits bekannter Weise den Kanal K_{n-1} in "Wartestellung". Diesmal kommt jedoch nicht nach $10~\mu s$ ein weiterer Impuls, so daß der Trigger des Kanals K_n nicht zurückgekippt wird.

Die Zeitkonstante des Triggers ist jedoch so ausgelegt, daß dieser nach einer Zeit von etwa 50 μs selbsttätig zurückkippt. Das heißt also, daß am Ausgang des Triggers 1 des Kanals K_n ein Rechteck-Impuls von rund 50 μs auftritt. Dieser zeitlich genügend breite Impuls kann das Integrierglied vor dem Trigger 2 mit genügender Amplitude passieren und löst diesen somit aus. Der durch das Kippen des Triggers 2 ausgelöste Impuls wird dann in der dekadischen Zähleinheit des Kanals K_n registriert.

Jetzt steht nur noch der erste Trigger des Kanals K_{n-1} in "Wartestellung". Um nun auch diesen ersten Trigger jeweils nach Ende einer Impuls-Analyse zu löschen, wird der Impulsreihe in der Stufe 5 ein starkes Signal im Abstand von 50 μ s zugefügt. Dieses Signal hebt dann jeweils die "Wartestellung" für den Kanal K_{n-1} auf. Da mit dem Ende des Signals t_4 — t_3 +50 μ s auch die Verriegelung der Stufe 2 aufgehoben wird, ist der Registrierteil jetzt wieder frei zur Dechiffrierung der nächsten Impulsreihe.

Abschließend sei noch erwähnt, daß der beschriebene Impulshöhen-Analysator für eine zu analysierende Gesamtbandbreite von U bis U+50 V geeignet ist, wobei U zwischen Null und +70 V frei wählbar ist. Die Kanalbreite ist stufenlos regelbar zwischen 0,25 V und 4 V. Weiterhin hat der Analysator noch verschiedene Einrichtungen, die beispielsweise zur Einstellung der Totzeit, Funktionskontrolle und Kanalzahl-Erweiterung dienen, jedoch nicht an dieser Stelle diskutiert werden sollen, da sie den Rahmen der vorliegenden Veröffentlichung sprengen würden.

Bild 4 zeigt noch einige typische Impulshöhen-Spektrogramme, aus denen die Verteilung der Gamma-Strahlungsenergie für einige besonders bekannte Isotope ersichtlich ist.

(eingegangen am 9. Juli 1958)

Wechselrichter mit Thyratrons III

DK 621.314.57:621.373.432

Tab. I. Daten des Valvo-Thyratrons PL 6574

mit Thyratrons¹) behandelt der vorliegende Beitrag die Probleme und die Dimensionierung solcher Schaltungen. Da an dieser Stelle jedoch nicht der ganze umfangreiche Fragenkomplex erläutert werden kann, sei auf die ausführliche Arbeit von Hertwig und Richter verwiesen, die für diesen Aufsatz stellenweise herangezogen wurde [1].

Heizdaten
$$U_j = 6,3 \text{ V}$$
 Grenzdaten $U_{as} = 650 \text{ V}$ $I_j = 0,95 \text{ A}$ $U_{as} = 1300 \text{ V}$ $U_{as} = 1300 \text{ V}$ $U_{as} = 1300 \text{ M}$ U_{as

tigung der Verluste durch Röhren und andere Schaltelemente ($\eta=1$)

$$N_{\sim}' = \frac{N_{\sim}}{\eta_{Tr}} = \frac{75 \text{ VA}}{0.8} = 94 \text{ VA}$$

und der Gleichstrom je Röhre zu

$$I_a = rac{N^{-\prime}}{2\,U_{--}} = rac{94~{
m VA}}{440~{
m V}} = 215~{
m mA}$$

Dieser Strom liegt also noch gut innerhalb der zulässigen Röhren-

Bei Berücksichtigung der Spannungsabfälle an der Drossel L_d und den Röhren, von denen immer nur eine leitend ist, läßt sich die tatsächlich für die Wechselrichtung verfügbare Spannung U nach folgender Gleichung berechnen:

$$U = (1 - p) (U_{=} - U_{arc}) = 0.95 \cdot 210 \text{ V} = 200 \text{ V}$$

Aus der Kurvenschar nach Bild 2 werden jetzt für den zulässigen Klirrfaktor, der ja von dem Verwendungszweck des Wechselrichters abhängt, die Größen α und δ sowie das Verhältnis der Induktivitäten von Drossel und halber Primärwicklung des Transformators gewählt. Leider ist diese Wahl nicht ganz so einfach, wie es auf Grund der eindeutigen Kurven scheint. Die dargestellten Klirrfaktoren gelten nämlich nur für ideale Transformatoren und Drosseln und erhöhen sich in der Praxis nichtlinear mit dem Magnetisierungsstrom. Kleine Werte von L_d/L verkleinern den Magnetisierungsstrom, kleine δ -Werte vergrößern ihn. Unter diesen Gesichtspunkten werden

$$rac{L_d}{L}=0{,}02$$
 und $\delta=30^\circ$

gewählt. Die Größe a ist ein Maß für die Abweichung der Steuerfrequenz f_s von der Eigenfrequenz f_e .

$$\frac{f_e}{f_s} = \frac{\pi + \alpha}{\pi}$$

Im allgemeinen wählt man die Steuerfrequenz gleich der Eigenfrequenz oder aber etwas größer. Es wird hier $\alpha = 0$ gesetzt, womit auch gleichzeitig nach Bild 2 der theoretische Klirrfaktor K = 11% ist.

Der nächste Schritt ist die Bestimmung von $I_{R \text{ eff}^2} \left(\frac{R'}{U} \right)^2$

Für $\alpha = 0$ und $\delta = 30^{\circ}$ findet man den Wert 7. Damit ist es möglich, den transformierten Belastungswiderstand zu

$$I_{R\,{
m eff}^2} \Bigl(rac{R'}{U}\Bigr)^{\!2} = 7 \;{
m wird}\; {
m mit}\; I_{R\,{
m eff}^2}\, R' = N_{\sim}$$

u
$$N_{\sim}' \cdot rac{R'}{U^2} = 7$$

$$R' = 7 \cdot \frac{U^2}{N_{\sim}'} = 7 \cdot \frac{(200 \text{ V})^2}{94 \text{ VA}} = 2980 \,\Omega$$

Nach den Beschreibungen ausgeführter Beispiele von Wechselrichtern mit Thyratrons¹) behandelt der vorliegende Beitrag die Probleme und die Dimensionierung solcher Schaltungen. Da an dieser Stelle jedoch nicht der ganze umfangreiche Fragenkomplex erläutert werden kann, sei auf die ausführliche Arbeit von Hertwig und Richter verwiesen,

Für das Berechnungsbeispiel sei ein Wechselrichter für $N_{\sim}=60~\mathrm{VA}$ Ausgangsleistung bei $U_{\sim} = 220 \text{ V}$ und f = 50 Hz angenommen. Zur Verfügung steht die Gleichspannung $U_{=}=220$ V. Der Wechselrichter soll eigenerregt sein und nach dem Anlaufen die für die Röhren benötigte Heizspannung selbst erzeugen. Die Prinzipschaltung ist im Bild 1 dargestellt.

Zunächst sind einige Voraussetzungen zu machen, um die Zahl der unbekannten Größen zu verringern. Es seien der Transformatorwirkungsgrad $\eta_{Tr} = 0.8$ und der ohmsche Spannungsabfall p = 5%an der Drossel L_d . Mit Hilfe der bisher bekannten Daten können jetzt die Röhren gewählt werden, wozu aber noch die folgenden Werte angenommen werden müssen: zu schaltende Primärleistung ($\eta=1$)

$$N_{\sim}' = \frac{N_{\sim}}{\eta_{Tr}} = \frac{60 \text{ VA}}{0.8} = 75 \text{ VA}$$

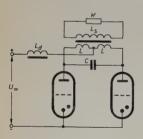
und Gleichstrom je Röhre

$$I_a = \frac{N \sim '}{2 U_{--}} = \frac{75 \text{ VA}}{440 \text{ V}} = 0.17 \text{ A}$$

Unter Berücksichtigung, daß die eigene Heizleistung und eine geringe Steuerleistung zusätzlich aufgebracht werden müssen, wird das kleine Edelgasthyratron PL 6574 gewählt (Tab. I).

Zu der geforderten Ausgangsleistung von 60 VA kommen also noch die Heizleistung von 12 VA für zwei Röhren sowie die Steuerleistung und die Leistung für das Umschaltrelais für die Heizung, die ja von Fremd- auf Eigenheizung umgeschaltet werden muß. Für die weitere Berechnung wird deshalb im folgenden $N_{\sim} = 75 \text{ VA}$ angenommen. Damit ergibt sich die zu schaltende Primärleistung ohne Berücksich-

1) Elektron. Rdsch. Bd. 12 (1958) Nr. 3, S. 84-85 u. Nr. 5, S. 172-174



Prinzipschaltung Wechselrichters mit eines Thyratrons

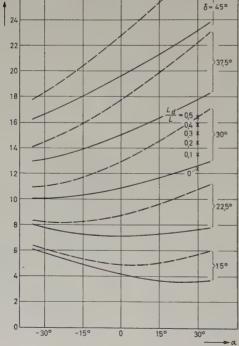


Bild 2. Diagramm zur Bestimmung von α, δ und La/L

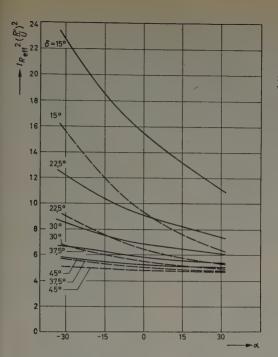


Bild 3. Diagramm zur Bestimmung von $IR \text{ eff}^2 (R'/U)^2$

$$L_{
m ges}=4~L=420~{
m H}$$

Die gesamte Induktivität der Primärwicklung ist dann

Zur Kontrolle der erhaltenen Werte führt man zweckmäßigerweise noch eine vergleichende Rechnung durch

$$\omega_e = \omega_0 \cdot \cos \delta = 314$$

$$ext{mit}\,\omega_0 = \sqrt{rac{L + L_d}{4\,L \cdot L_d \cdot C}} = \sqrt{rac{105~ ext{H} + 2.1~ ext{H}}{420~ ext{H} \cdot 2.1~ ext{H} \cdot 0.925 \cdot 10^{-6}~ ext{F}}} = 3,63$$

und $\cos \delta = 0.866$. Die Rechnung ergibt

$$\omega_0 \cdot \cos \delta = 3.63 \cdot 0.866 = 314$$

Nachdem nun also die Richtigkeit der errechneten Werte feststeht, kann man den Transformator und die Drossel berechnen. Zuvor soll

aber noch an Hand von Bild 4 gezeigt werden, daß die Thyragezeigt werden, daß die Thyra-trons auch durch den auftreten- $I \cdot \frac{R'}{U_{-}}$ 22 den Spitzenstrom nicht überlastet werden. Die Abbildung stellt den zeitlichen Verlauf des normierten Gesamtstromes im eingeschwungenen Zustand dar. Für $L_d/L = 0.02$ tritt ein maximaler Wert

$$I \cdot \frac{R'}{U_{==}} = I \cdot \frac{2980 \,\Omega}{220 \,\mathrm{V}} = 22,5$$

$$I_s = \frac{22.5 \cdot 220 \text{ V}}{2980 \Omega} = 1,66 \text{ A}$$

Bild 4. Zeitlicher Verlauf des normierten Gesamtstromes im eingeschwungenen Zustand

Der sekundärseitige Belastungswiderstand ist dann

$$R'' = \frac{R'}{\eta_{Tr}} = \frac{2980 \,\Omega}{0.8} = 3730 \,\Omega$$

Gemäß der Forderung soll der Nutzwiderstand

$$R = \frac{(220 \text{ V})^2}{60 \text{ VA}} = 801 \,\Omega$$

sein. Dazu ist eine Übersetzung mit dem Übersetzungsverhältnis ü erforderlich, das ja auch das Verhältnis der Windungszahlen angibt.

$$\ddot{u} = \frac{n_p}{n_s} = \sqrt{\frac{R''}{R}} = \sqrt{\frac{3730}{801}} = 2,15$$

Es muß jetzt noch geprüft werden, ob die gewählte Röhre mit ihrer Sperrspannungsfestigkeit von 1300 V den gestellten Anforderungen genügt. Mit $I_{R\, ext{eff}^2} \left(rac{\ddot{R}'}{U}
ight)^2 = 7$

$$I_{R\,\mathrm{eff}}\,R'=U\,\sqrt{7}$$

Die Spannung am Kommutierungskondensator hat den Wert

$$U_{C\, {
m eff}} = I_{R\, {
m eff}}\, R'$$

Aus beiden Gleichungen folgt

$$U_{C \text{ eff}} = U \ \text{$\sqrt{7}$} = 200 \cdot \ \text{$\sqrt{7}$} = 530 \text{ V}$$

Die Spitzenspannung von rund 750 V liegt also weit innerhalb der zulässigen Grenzen. Als nächstes kann man den Kommutierungskondensator C berechnen ($\omega_e = \omega_s = 314$ und $\tan \delta = 0.578$).

$$C = rac{1}{2 \, \omega_e \cdot an \, \delta \cdot R'} = rac{1}{628 \cdot 0.578 \cdot 2980} = 0.925 \, \mu \, ext{F}$$

Mit sin $\delta = 0.5$ wird die Induktivität der Drossel

$$egin{align} L_d &= \sin^2\delta \cdot R'^2 \cdot C igg(1 + rac{L_d}{L}igg) \ &= 0.25 \cdot 2980^2 \cdot 0.925 \cdot 10^{-6} \cdot 1.02 = 2.1 \; \mathrm{H} \ \end{split}$$

Auf Grund des gewählten Verhältnisses $\frac{L_d}{L}=0.02$ wird

$$L = rac{L_d}{\left(rac{L_d}{L}
ight)} = rac{2.1 ext{ H}}{0.02} = 105 ext{ H}$$

Für das Thyratron PL 6574 ist dagegen ein Spitzenstrom von 2 A

Bei der nun folgenden Transformatorberechnung sind einige Ungenauigkeiten in Kauf zu nehmen, weil der Kennlinienverlauf für die Abhängigkeit der Permeabilitätskonstanten μ von der magnetischen Induktion B erhebliche Streuungen aufweist. Es ist deshalb wenig sinnvoll, eine exakte Rechnung durchzuführen, weil es fast sicher ist, daß ein danach gewickelter Transformator doch noch etwas geändert werden muß, falls nicht geringere Anforderungen an die Spannungsund Frequenzgenauigkeit des Wechselrichters gestellt werden. Es muß aber betont werden, daß man auf eine genaue Einhaltung der Heizspannung für die Thyratrons nicht verzichten kann, ohne die Lebensdauer zu beeinträchtigen.

Als Faustformel für die Bestimmung des Eisenquerschnittes gilt

$$q_{Fe} [\mathrm{cm}^2] = \sqrt{N_{\sim}' [\mathrm{VA}]}$$

Bei einer zu übertragenden Leistung von 94 VA muß also der wirksame Eisenquerschnitt rund 10 cm² sein. Danach wird für die weiteren Rechnungen ein genormtes Blechpaket EI 130a zugrunde gelegt, mit einem Kernquerschnitt von 12,3 cm² brutto. Durch die Isolation der einzelnen Bleche gegeneinander und durch beim Einlegen gebogene Bleche wird man in der Praxis günstigstenfalls einen Eisenfüllfaktor k=0.9 erreichen können, so daß sich ein effektiver Eisenquerschnitt von 11 cm² ergibt.

Der Fensterquerschnitt ist 21 cm² brutto. Bei Berücksichtigung des Wickelkörpers verbleibt für die Wicklung plus Isolation noch eine Fläche $F \approx 18 \text{ cm}^2$.

Die Daten für das Blechpaket EI 130a sind also

Eisenguerschnitt $q_{Fe} = 11 \text{ cm}^2$ $l_{Fe} = 27 \text{ cm}$ Eisenweglänge nutzbarer Fensterquerschnitt $F=18~{
m cm^2}$

Es können jetzt die bekannten Transformatorgleichungen verwendet und für die Heizwicklung werden.

$$n = \frac{U_{C \text{ eff}} \cdot 10^8}{4,44 \cdot q_{Fe} B f} \tag{1}$$

$$L_{\rm ges} = rac{4\,\pi \cdot n^2\,q_{Fe}\,\mu \cdot 10^{-9}}{l_{Fe}}$$
 (2)

(Dimensionen: $U_{C\,\mathrm{eff}}$ [V], L_{ges} [H], B [G], f [Hz], q_{Fe} [cm²] und l_{Fe} [cm]).

Setzt man Gl. (1) in Gl. (2) ein, dann erhält man für die beiden noch unbekannten Größen B und μ die Beziehung

$$\frac{B^2}{\mu} = \frac{6.39 \cdot U_{C \text{ eff}^2}}{L_{\text{ges}} f^2 q_{Fe} l_{Fe}} \cdot 10^6 \tag{3}$$

Unter Verwendung der bisher ermittelten Werte wird Gl. (3) zu

$$\frac{B^2}{\mu} = \frac{6,39 \cdot 530^2}{420 \cdot 50^2 \cdot 11 \cdot 27} \cdot 10^6 = 5,75 \cdot 10^3$$

Die Bestimmung der Größen B und μ aus den üblichen Darstellungen der Kurven für verschiedene Bleche wäre umständlich und zeitraubend. Deshalb wurde im Bild 5 das gesuchte Verhältnis B^2/μ über der magnetischen Induktion aufgetragen, und zwar für die Dynamobleche III und IV. Für $B^2/\mu = 5.75 \cdot 10^3$ findet man B = 5800 G und

$$\mu = \frac{B^2}{5,75 \cdot 10^3} = \frac{5,8^2 \cdot 10^6}{5,75 \cdot 10^3} = 5900$$

Mit dem Wert für B geht man in Gl. (1) und erhält

$$n = \frac{530 \cdot 10^8}{4,44 \cdot 11 \cdot 5,8 \cdot 10^3 \cdot 50} = 3750 \text{ Wdg.}$$

Als nächstes ist zu prüfen, ob der zur Verfügung stehende Wickelraum für diese Windungszahl ausreicht. Der Platzbedarf richtet sich nach dem erforderlichen Drahtdurchmesser, und dieser hängt wieder von dem durch die Primärwicklung fließenden Strom I_{\sim}' ab.

$$I_{\sim}' = \frac{N_{\sim}'}{U_{0 \text{ eff}}} = \frac{94 \text{ VA}}{530 \text{ V}} = 0.178 \text{ A}$$

Für die innen liegende und daher schlecht zu kühlende Wicklung kann man eine Stromdichte von 1,8 A/mm² zulassen, so daß ein Kupferquerschnitt q_{Cu}

$$q_{Cu} = \frac{0.178 \text{ A} \cdot \text{mm}^2}{1.8 \text{ A}} = 0.099 \text{ mm}^2$$

$$d_{Cu}=0.35~\mathrm{mm}$$

benötigt wird. Es soll Kupferlackdraht verwendet werden, der durch die Lackisolation einen größeren Durchmesser bekommt.

$$d_{CuL} = 0.38 \text{ mm}$$

Die Windungszahl je cm² ist 580, doch wird mit 550 • $\frac{\text{Wdg.}}{\text{cm}^2}$ net, um noch Raum für Isolation durch Zwischenlagen zu lassen.

Demnach ist der benötigte Wickelraum

$$\frac{3750 \text{ Wdg.} \cdot \text{cm}^2}{550 \text{ Wdg.}} = 6.8 \text{ cm}^2$$

Da der nutzbare Fensterquerschnitt 18 cm² groß ist und für die Primärwicklung etwa die Hälfte angesetzt werden muß, ist ausreichend Wickelraum vorhanden. Die sekundären Windungszahlen ergeben sich bei Berücksichtigung des geschätzten Spannungsabfalls für die 220-V-Wicklung zu

$$n_{sI} = 1750 \text{ Wdg.}, 0.43 \text{ CuL},$$

für die Steuerwicklung

$$n_{sII} = 300 \text{ Wdg.}, 0.1 \text{ CuL}$$

$$n_{sIII} = 2 \times 100 \text{ Wdg.}, 0.8 \text{ CuL}$$

Die Berechnung der Drossel kann mit Hilfe einschlägiger Fachliteratur erfolgen [2]. Es ist allerdings darauf zu achten, daß die anfangs gemachte Voraussetzung eines Spannungsabfalls von p=5% etwa eingehalten wird. Bezüglich der Isolation muß man berücksichtigen, daß gemäß Bild 6 Spannungsspitzen bis 2,5 · $U_{=}=550$ V an der Drossel auftreten können.

Die Gesamtschaltung im Bild 7 entspricht in der weiteren Dimensionierung der im Heft 3/58 beschriebenen Schaltung eines Wechselrichters mit zwei Thyratrons PL 21, so daß sich ein näheres Eingehen

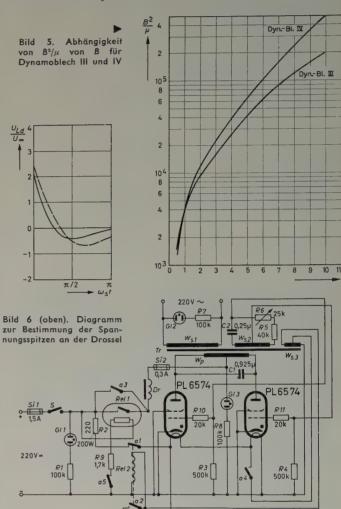


Bild 7. Gesamtschaltung des Wechselrichters mit zwei Thyratrons PL 6574

an dieser Stelle erübrigt. Ein Unterschied besteht lediglich in der Größe des Heizungs-Serienwiderstandes R2, der wegen der um 50% größeren Heizleistung der PL 6574 auf 220 Ω , 200 W geändert werden muß. Auch der Wert der Sicherung Si1 ist zweckmäßigerweise von 1 A auf 1,5 A zu vergrößern.

Die durchgeführte Rechnung sollte einen gangbaren Weg zur Dimensionierung eines Wechselrichters angeben. Gleichzeitig sollte aber auch deutlich gemacht werden, welche Einflüsse dazu beitragen, daß ein praktisch ausgeführtes Gerät von der Rechnung abweichen kann. Es ist deshalb unbedingt ratsam, die durchgeführten Kontrollrechnungen zur Einhaltung der Röhrendaten auch meßtechnisch noch einmal durchzuführen.

Schrifttum

- [1] Hertwig, H., u. Richter, G.: Zur Dimensionierung von Wechselrichtern. Valvo-Berichte Bd. 31 (1957) Nr. 2
- [2] Hertwig, H.: Induktivitäten. Berlin 1954, Verl. f. Radio-Foto-Kinotechn.

(eingegangen am 13. Aug. 1958)

SIEMENS

Regeln – praktisch verlustfrei

Überall, wo Regel- und Steueraufgaben verlustarm gelöst werden sollen, bewähren sich Siemens-Transduktor-Bauelemente.

Mit ihnen lassen sich ein- und mehrstufige Regelschaltungen bis zu 164 kVA aufbauen.

Wenn Sie sich ausführlich über unsere Transduktor-Bauelemente informieren wollen die neue Liste RT 1/I gibt Ihnen über alle Einzelheiten Aufschluß.

SIEMENS-SCHUCKERTWERKE AKTIENGESELLSCHAFT

W. SCHMIDT

Mikrowellengeneratoren mit abgeschlossenem Arbeitsraum zur dielektrischen Erwärmung von Nahrungsmitteln und Industrieprodukten

DK 621.373.029.6:621.365.55

Die Entwicklungsarbeiten an industriellen Magnetrons und ihre Applikation sind sehr eng miteinander verbunden, da ein Magnetron bereits ein kompletter Sender ist. So wurden parallel zur Entwicklung des Magnetrons Valvo 7091¹) die Applikationsuntersuchungen durchgeführt, um zu einer gegenseitigen Ergänzung der Arbeiten und Ergebnisse zu gelangen. Der vorliegende Beitrag soll einen Überblick über die Mikrowellenprobleme bei der Konstruktion und Anwendung von Mikrowellengeneratoren mit Dauerstrich-Magnetrons geben, wie sie sich nach Abschluß der Entwicklungsarbeiten am Magnetron 7091 darstellen²).

1. Vergleich von Mikrowellen- und Kurzwellengeneratoren für hochfrequente Erwärmung

Hochfrequenzgeneratoren zur Erwärmung von metallischen und nichtmetallischen Substanzen haben bereits einen festen Platz im Gerätepark der in Frage kommenden Industriebetriebe, seitdem es Generatorröhren mit entsprechender Leistung und Stabilität gibt.

Zur Erwärmung von metallischen Substanzen wird das induktive Erwärmungsverfahren bei relativ niedrigen Frequenzen verwendet. Als Energieübertrager arbeitet das magnetische Wechselfeld einer vom Hochfrequenzstrom durchflossenen Spule. Die in der zu erwärmenden Substanz erzeugten Wirbelströme bewirken eine Erwärmung durch ohmsche und Hystereseverluste, die mit dem magnetischen Verlustfaktor $(\mu_r \cdot \tan \delta_\mu)$ ansteigen. Wegen des geringen magnetischen Verlustfaktors von nichtleitenden Substanzen kommt eine Erwärmung im magnetischen Energieraum eines Generators kaum in Frage.

Nichtleitende Substanzen werden im Kondensatorfeld von Hochfrequenzgeneratoren erwärmt. Die zu erwärmende Substanz wird hier in das hochfrequente elektrische Wechselfeld zweier Kondensatorelektroden gebracht und über die in der Substanz auftretenden dielektrischen Verschiebungsströme erwärmt. Ausschlaggebend für die Erwärmung ist also der kapazitive Verlustfaktor ($\varepsilon_r \cdot \tan \delta_\varepsilon$). Bei diesem Verfahren ist der Energieumsatz in nichtleitenden Substanzen außerdem von der Frequenz und dem Quadrat der elektrischen Feldstärke abhängig. Ein hoher Energieumsatz erfordert damit hohe elektrische Feldstärken, die jedoch durch die Durchschlagsfestigkeit zu hohen Werten hin begrenzt sind. Daher wurden die Anwendungsbereiche stets in Richtung höherer Frequenzen in dem Maße ausgedehnt, wie geeignete Elektronenröhren zur Verfügung standen.

Für industrielle Anwendungen gelten nach dem Hochfrequenzgesetz folgende Frequenzbereiche:

 $\begin{array}{c} 13,\!56~\mathrm{MHz}\pm0,\!05\%\\ 27,\!12~\mathrm{MHz}\pm0,\!6~\%\\ 40,\!68~\mathrm{MHz}\pm0,\!05\%\\ 461,\!04~\mathrm{MHz}\pm0,\!2~\%\\ 2400\pm50~\mathrm{MHz}\\ 5850\pm75~\mathrm{MHz} \end{array}$

Für das Mikrowellengebiet um 2400 MHz können Dauerstrichmagnetrons mit relativ hohem Wirkungsgrad und Ausgangsleistungen von mehreren Kilowatt hergestellt werden, so daß sich dieser Frequenzbereich, der verhältnismäßig breit ist, gut für den Einsatz von Hochfrequenzgeneratoren zur dielektrischen Erwärmung eignet.

Im Frequenzgebiet oberhalb 1000 MHz lassen sich die frequenzbestimmenden Bauteile eines Generators nicht mehr durch konzentrierte Bauelemente, wie Spulen und Kondensatoren, darstellen, da die elektrischen und magnetischen Wechselfelder bereits so eng miteinander verkoppelt sind, wie es die Maxwellschen Feldgleichungen angeben. Elektrische und magnetische Feldenergie können nur noch in kleinsten Räumen mit Abmessungen von einigen Millimetern separiert werden (Bild 1), so daß getrennte induktive und kapazitive Erwärmung praktisch kaum mehr Bedeutung hat.

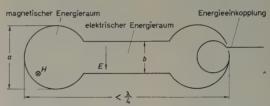


Bild 1. Arbeitsraum mit separierten elektrischen und magnetischen Feldräumen zur getrennten induktiven und kapazitiven Erwärmung. Für $f=2400~\mathrm{MHz}$ sind $a<10~\mathrm{mm}$ und $b<5~\mathrm{mm}$

Es bieten sich jedoch im Mikrowellengebiet völlig andere Arbeitsverfahren an, bei denen die zu erwärmende Substanz im Strahlungsfeld elektromagnetischer Mikrowellen erwärmt wird. Da metallische Substanzen elektromagnetische Wellen nahezu vollständig reflektieren, kommen diese Mikrowellenverfahren nur zur dielektrischen Erwärmung von Nahrungsmitteln und nichtmetallischen Industrieprodukten in Frage. Wegen der hohen Betriebsfrequenz ist ein intensiver Energieumsatz auch bei relativ geringen elektrischen Feldstärkewerten möglich. Während im Kurzwellengebiet die Leistungsgrenze durch die Durchschlagsfestigkeit der zu erwärmenden Substanz gegeben ist, bildet im Mikrowellengebiet vorläufig die zur Verfügung stehende Ausgangsleistung des Magnetrons die Grenze.

2. Die dielektrische Erwärmung im Strahlungsfeld stehender Wellen in abgeschlossenen Arbeitsräumen

2.1 Das Mikrowellenfeld im Arbeitsraum

Elektrisch abgeschlossene Räume sind Resonanzräume, die durch die vom Mikrowellengenerator her eingespeiste Welle zu elektrischen Schwingungen angeregt werden. Man kann einen solchen Raum als ein Stück eines Hohlleiters ansehen, wie er bei sehr kurzen Wellenlängen als Wellenleiter Verwendung findet. Diese Hohlleiter bilden den Ausgangspunkt bei der Feldbetrachtung in Arbeitsräumen.

Schließt man einen beliebigen Hohlleiter durch eine leitende Ebene in seinem Querschnitt kurz, so überlagern sich die ankommende und die am Kurzschluß reflektierte Welle zu einer stehenden Welle. Diese stehende Welle ist ein pulsierendes Feld, dessen Feldstärkeextremwerte im Hohlleiter stehen. Durch Einfügen einer weiteren Kurzschlußebene an einer solchen Stelle des Wechselfeldes, wo bereits die stehende Welle die Randbedingungen für eine Kurzschlußebene erfüllt ($E_{\rm tangential}=0$; $H_{\rm normal}=0$), ergibt das so begrenzte Hohlleiterstück für die ursprüngliche Betriebsfrequenz einen schwingfähigen Hohlraumresonator.

Wegen der meist quaderförmigen Grundform der Resonanzräume in der industriellen Mikrowellentechnik genügt es, sich auf die Feldverhältnisse im Rechteckhohlleiter zu beschränken. Hat der Querschnitt des Hohlleiters in der einen Querschnittskoordinate x die Abmessung a, in der anderen Querschnittskoordinate y die Seitenlänge b und in der ursprünglichen Richtung der Wellenfortschreitung z zwischen den beiden Kurzschlußebenen den Abstand c, so werden sich im allge-

s. a. Schmidt, W.: Das Dauerstrich-Magnetron Valvo 7091, Elektron. Rdsch., Bd. 12 (1958) Nr. 9, S. 309-314.

²) Die Messungen wurden von Herrn Wildemann durchgeführt. Bei der Ausarbeitung dieses Beitrages hat Herr Dipl.-Ing. Pötzl mitgearbeitet.

meinen Fall längs jeder Kante dieses Quaders Schwingungsbäuche und -knoten des elektrischen und magnetischen Feldes einstellen, wobei der Abstand benachbarter Feldminima oder -maxima als Halbperiode des Feldes gilt. Sind nun in x-, y- und z-Richtung längs der Kanten a, b und c als Halbperiodenanzahl die stets ganzzahligen Werte m, n und p ermittelt, so läßt sich für eine Welle vom H-Typ (nur das Magnetfeld weist Komponenten in sämtlichen Koordinatenrichtungen auf) als Feldverteilung angeben.

$$E_x = A Z_F \cdot \frac{2 j n}{\lambda_H b \left[\left(\frac{m}{a} \right)^2 + \left(\frac{n}{b} \right)^2 \right]} \cdot \cos \frac{\pi m x}{a} \cdot \sin \frac{\pi n y}{b} \cdot \sin \frac{\pi p z}{c}$$
(1a)

$$E_{y} = -AZ_{F} \cdot \frac{2 \text{ j } m}{\lambda_{H} a \left[\left(\frac{m}{a} \right)^{2} + \left(\frac{n}{b} \right)^{2} \right]} \cdot \sin \frac{\pi m x}{a} \cdot \cos \frac{\pi n y}{b} \cdot \sin \frac{\pi p z}{c}$$
(1b)

$$E_z = 0 (1e$$

$$H_x = -A \cdot \frac{m p}{a c \left[\left(\frac{m}{a} \right)^2 + \left(\frac{n}{b} \right)^2 \right]} \cdot \sin \frac{\pi m x}{a} \cdot \cos \frac{\pi n y}{b} \cdot \cos \frac{\pi p z}{c}$$
(1 d)

$$H_{y} = -A \cdot \frac{n p}{b c \left[\left(\frac{m}{a} \right)^{2} + \left(\frac{n}{b} \right)^{2} \right]} \cdot \cos \frac{\pi m x}{a} \cdot \sin \frac{\pi n y}{b} \cdot \cos \frac{\pi p z}{c}$$
(1e)

$$H_z = A \cdot \cos \frac{\pi m x}{a} \cdot \cos \frac{\pi n y}{b} \cdot \sin \frac{\pi p z}{c} \tag{1f}$$

Darin gibt Z_F den Feldwellenwiderstand des nicht kurzgeschlossenen Hohlleiters mit den Querschnittseiten a und b an, der bei H-Wellen mit dem Feldwellenwiderstand des freien Raumes Z_0 durch die Gleichung

$$Z_F = \frac{Z_0}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_0}{\lambda_k}\right)^2}} \tag{2}$$

verknüpft ist. Die kritische Wellenlänge λ_k , die längste Wellenlänge, die der gegebene Querschnitt für einen Wellentyp mit m Halbperioden in x- und n-Halbperioden in y-Richtung hindurchläßt, erhält man aus der Gleichung

$$\lambda_k = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^2 + \left(\frac{n}{b}\right)^2}} \tag{3}$$

Die sich in einem Hohlleiter tatsächlich einstellende Wellenlänge λ_H ist mit der Betriebswellenlänge für den freien Raum λ_0 und der kritischen Wellenlänge λ_k durch die Beziehung gegeben

$$\lambda_{H} = \frac{\lambda_{0}}{\sqrt{1 - \left(\frac{\lambda_{0}}{\lambda_{k}}\right)^{2}}} \tag{4}$$

Den Beziehungen für Feldverteilung bei einer H_{mnp} -Resonanz in einem quaderförmigen Hohlraum nach Gl. (1) stehen ähnliche Gleichungen der E_{mnp} -Resonanz gegenüber. Während bei den H-Typen keine E-Feldkomponente in z-Richtung — der ursprünglichen Fortpflanzungsrichtung der Welle im nicht kurzgeschlossenen Hohlleiter — besteht, liegen bei den E-Typen wiederum die magnetischen Feldlinien sämtlich in transversalen xy-Ebenen. Für beide Typen ergibt sich für eine mnp-Resonanz als Resonanzwellenlänge für den freien Raum

$$\lambda_{R} = \frac{2}{\sqrt{\left(\frac{m}{a}\right)^{2} + {n \choose b}^{2} + {p \choose c}^{2}}}$$
 (5)

Nun soll im zeitlichen Mittel eine möglichst gleichmäßige Verteilung der elektrischen Feldstärke im Arbeitsresonanzraum erreicht werden,

um die zu erwärmenden Güter gleichmäßig zu erhitzen. Bei einer einzigen Raumresonanz ist dies grundsätzlich nicht möglich. Entsprechend Gl. (1) bestehen dagegen Stellen maximaler und minimaler Feldstärke. Bei der Lösung dieser Schwierigkeit erweist es sich als vorteilhaft, daß Feldverteilungen mit relativ hohem m, n oder p (in der Praxis etwa > 4...6 ausreichend) nicht sehr stabil sind und schon bei geringer Veränderung der Betriebsfrequenz oder der Raumgeometrie in Konfigurationen mit anderer Halbperiodenzahl längs der Kanten umschlagen. Eine ungefähre Vorstellung von der Anzahl der möglichen Feldverteilungen ergibt Gl. (5); sind m_k, n_k und p_k die für eine bestimmte Betriebswellenlänge λ_{Rk} höchstmöglichen Feldparameter, so ergibt sich bei Normierung der Kantenlängen λ_{Rk} für die weiteren möglichen Feldverteilungen bei der gleichen oder einer eng benachbarten Frequenz die Gleichung

$$\left(\frac{m}{a/\lambda_{Rk}}\right)^2 + \left(\frac{n}{b/\lambda_{Rk}}\right)^2 + \left(\frac{p}{c/\lambda_{Rk}}\right)^2 \le 4 \tag{6}$$

mit
$$m \le m_k$$
; $n \le n_k$; $p \le p_k$ $(m, n, p \text{ ganzzahlig})$ (7)

Da die Nenner in Gl. (6) bei den praktisch vorkommenden Arbeitsräumen meist selbst wesentlich über 5 liegen, ergibt sich eine Fülle möglicher Feldkonfigurationen. Je häufiger die einzelnen Feldtypen während des Betriebes im Arbeitsraum in andere Moden umschlagen und je mehr Typen der insgesamt möglichen sich dabei einstellen, um so größer wird die Wahrscheinlichkeit, daß die Knotenstellen im pulsierenden elektrischen Wechselfeld des einen Feldtyps durch Feldmaxima anderer Typen überdeckt werden. Während einer Arbeitsperiode wird dann eine im zeitlichen Mittel quasihomogene Energieverteilung des elektrischen Feldes erzielt.

Die Anzahl der möglichen Feldtypen ist in einem geometrisch komplizierter aufgebauten Raum im allgemeinen noch größer. Durch Kantenabschrägungen, Wandabsätze oder eingebaute Blenden läßt sich daher ein quaderförmiger Resonator so abändern, daß das Umschlagen der Feldtypen noch leichter und häufiger auftritt. Während allerdings relativ einfach geformte verlustarme Räume, wie Quader oder Zylinder, noch die Berechnung der Feldkonfigurationen nach den Maxwellschen Gleichungen zulassen, erfordert die exakte Berechnung solcher komplizierter Resonatoren oft einen erheblichen mathematischen Aufwand; jedoch genügen hier meist schon rein qualitative Betrachtungen, wie sie sich etwa daraus ergeben, daß man im Arbeitsraum eine immer wieder an den leitenden Wänden reflektierte ebene Welle annimmt.

Fällt beispielsweise nach Bild 2 eine senkrecht zur Einfallsebene polarisierte ebene Welle W_E unter dem Winkel φ auf die als leitende

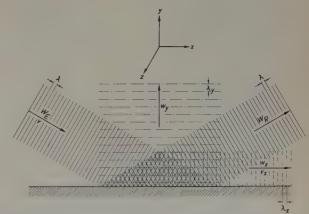


Bild 2. Reflexion einer schräg einfallenden Welle an einer leitenden Fläche

Fläche angesehene xz-Ebene (totale Reflexion), so ergibt sich als Überlagerung der einfallenden und reflektierten Welle W_R die Feldverteilung zu

$$H_z = 2 H \cdot \cos \left(\alpha y \cdot \sin \varphi\right) \cdot e^{j(\omega t - \alpha x \cdot \cos \varphi)} \tag{8a}$$

$$E_x = 2 \text{ j } H Z_0 \cdot \sin \varphi \cdot \sin (\alpha y \cdot \sin \varphi) \cdot \text{ej} (\omega t - \alpha x \cdot \cos \varphi) \quad (8b)$$

$$E_{y} = 2 H Z_{0} \cdot \cos \varphi \cdot \cos (\alpha y \cdot \sin \varphi) \cdot e^{j(\omega t - \alpha x \cdot \cos \varphi)}$$
 (8c)

(a ist die Phasenkonstante des homogenen Mediums über der Re- 2.21 Rechteckhohlleiter flexionsebene.)

Es stellt sich also senkrecht zur Reflexionsfläche in y-Richtung eine stehende Welle w_y ein. Als Halbperiode erhält man

$$\frac{\lambda_y}{2} = \frac{\pi}{\alpha \cdot \sin \varphi} \tag{9}$$

Die gesamte Feldverteilung verschiebt sich in x-Richtung als fortschreitende Welle w_x mit der Geschwindigkeit $v_x = \frac{\omega}{\alpha \cdot \cos \varphi}$

$$\frac{\lambda_x}{2} = \frac{\pi}{\alpha \cdot \cos \varphi} \,. \tag{10}$$

In ähnlicher Weise wäre der Fall der Polarisation in Einfallsebene zu behandeln. Aus dem bisher Gesagten ist zu erkennen, daß bei totaler Reflexion von verschiedenen, aus unterschiedlichen Winkeln einfallenden Wellenzügen sich komplizierte Feldverteilungen einstellen. Mit eingebrachten Blenden. Wandabschrägungen und ähnlichen Maßnahmen wird daher im allgemeinen die Stabilität einer bestimmten Feldverteilung immer geringer.

Sämtliche bisherigen Betrachtungen über die Feldverteilung in elektrisch abgeschlossenen Räumen wurden unter der Annahme angestellt, daß der Resonator ungedämpft ist und sich in seinem Innern keine feldverzerrenden dielektrischen Substanzen befinden. Die industrielle Mikrowellentechnik beruht jedoch gerade auf der Dämpfung elektrischer Wellen in verlustbehafteten Dielektrika. Während Dämpfung und Verzerrung durch die Wandverluste des Raumes meist vernachlässigbar klein bleiben, rufen die eingebrachten Substanzen wegen ihrer im allgemeinen völlig unregelmäßigen Gestalt und ihrer unterschiedlichen dielektrischen Verlustgrößen so undefinierbare Feldverzerrungen und Feldabschwächungen hervor, daß der mathematischen Feldanalyse häufig nurmehr rein qualitative Bedeutung zukommt.

2.2 Die Energie-Einkopplung

Über das Einkopplungssystem wird die von der Generatorröhre angebotene Mikrowellenleistung in den Arbeitsraum geleitet. Es muß in der elektrischen und geometrischen Konstruktion auf der einen Seite dem Auskopplungssystem des Magnetrons als Anschlußleitung und auf der anderen Seite dem Arbeitsraum mit seiner Feldkonfiguration so angepaßt werden, daß eine störstellenfreie Energieübertragung möglich ist.

Für den Übergang in den Arbeitsraum kommen alle Hohlleiterbauformen in Frage, die für eine Wellenleitung in diesem Frequenzgebiet geeignet sind. Der Hohlleiterteil muß so ausgelegt sein, daß in der im Ersatzbild angenommenen Trennungsebene zwischen Arbeitsraum und Einkopplungssystem eine Feldanpassung erreicht wird, bei der die Feldkomponenten auf beiden Seiten nach Betrag und Phase also nach Größe und Richtung -- gleich sind. Neben den Wänden bilden vor allem die anregenden Feldkomponenten in der Trennungsebene die Randbedingungen für die anzuregenden Schwingungsformen. Aus der Vielzahl der bei gegebener Geometrie größerer Arbeitsräume möglichen Schwingungsformen wird so durch Ort und Feldkonfiguration des Einkopplungssystems — je nach der Größe und Geometrie des Raumes — eine größere oder kleinere Anzahl Schwingungsformen herausgehoben, die über das Einkopplungssystem angeregt werden können.

Feldanpassungsfehler gleichen sich durch Feldverzerrungen und zusätzliche Schwingungsformen höherer Ordnung aus und führen bei größeren Abweichungen — vom Einkopplungssystem her gesehen zu Reflexionen an der Ersatztrennebene. Die reflektierte Welle läuft in die Generatorröhre zurück und führt — je nach ihrer Größe und Phasenlage — zu einer unerwünschten Beeinflussung der Betriebswerte des Magnetrons. Das Einkopplungssystem muß also in der Trennungsebene über die Abgleichparameter so eingestellt sein, daß es die Randbedingungen der bei den möglichen Belastungszuständen des Arbeitsraumes auftretenden Schwingungsformen erfüllen kann. Für den Einkopplungshohlleiter bieten sich prinzipiell folgende drei Leitungstypen an.

Nach Bild 3a und 3b kann die Trennebene senkrecht oder parallel zur Fortpflanzungsrichtung der Welle im Hohlleiter liegen. Dieser ist so zu dimensionieren, daß sich eine H_{10} -Welle erregen kann (siehe Gl. 3). Die Einkopplung nach Bild 3b kommt dann in Frage, wenn die erforderliche Bauhöhe für das System nach Bild 3a nicht vorhan-

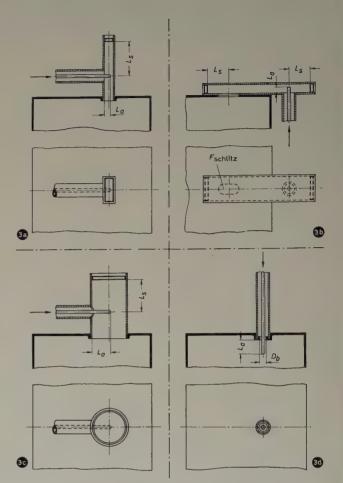


Bild 3. Prinzipieller Aufbau von Einkopplungssystemen mit: a) Rechteckhohlleiter, senkrecht; b) Rechteckhohlleiter, parallel; c) zylindrischem Hohlleiter; d) Koaxialleitung

den ist oder wenn das Magnetron seitlich vom Arbeitsraum angeordnet werden soll. Die Abgleichparameter sind für beide Systeme die Stellung des Kurzschlußschiebers, für das System nach Bild 3a die Antennenlänge L_a , für das System nach Bild 3b die Größe und Form des Schlitzes.

2.22 Zylindrischer Hohlleiter

Die Energie wird über eine im Hohlleiter angeregte H_{11} -Welle in den Arbeitsraum geleitet. Dieses System nach Bild 3c entspricht etwa dem System nach Bild 3a, so daß die Vor- und Nachteile bei der Herstellung für die Wahl des Systems nach Bild 3a und 3c ausschlaggebend werden können.

2.23 Koaxialleitung

Bei dem System nach Bild 3d geht der Außenleiter in die Arbeitsraumwand über, während der Innenleiter als Antenne in den Arbeitsraum hineinragt. Diese Einkopplung kommt in Frage, wenn Magnetrons mit koaxialem Ausgang direkt mit dem Arbeitsraum — eventuell noch über eine kurze Verbindungsleitung — gekoppelt werden sollen. Die Abgleichmessungen sind, im Vergleich zu den Systemen nach Bild 3a bis 3c, umständlicher, da nur ein Abgleichparameter — die Antennenlänge — durch Austausch verschieden langer Antennenstäbe einfach variiert werden kann.

Der zweite Parameter — der Blendendurchmesser in der Trennebene — kann nicht kontinuierlich wie ein Kurzschlußschieber, sondern nur durch Zwischenschrauben von Blechblenden in Stufen verstellt werden.

2.3 Energieumsatz von Mikrowellen- in Wärmeenergie in nichtleitenden verlustbehafteten Substanzen

Um die Wirksamkeit der dielektrischen Erwärmung nichtleitender Substanzen durch Mikrowellen zu beurteilen, wird die Dämpfung einer ebenen Welle in einem solchen Medium betrachtet. Es läßt sich daraus die Eindringtiefe der Welle ermitteln. In abgeschlossenen Arbeitsräumen dringen die Wellenzüge von allen Seiten in das Medium ein. Ist die Substanz in einer Einfallsrichtung zu ausgedehnt, können besonders die an der abgewandten Seite austretenden Restwellen nach Reflexionen an der leitenden Unterlage die Substanz an dieser Seite nicht mehr hinreichend erwärmen. Die meist geforderte gleichmäßige Erwärmung wird dann unmöglich.

Faßt man die Maxwellschen Gleichungen dahingehend zusammen, daß man entweder die elektrische oder die magnetische Feldstärke eliminiert, so erhält man unter Annahme einer ebenen Welle (Fortpflanzungsrichtung z) für das Komponentenpaar E_x , H_y für die E-Komponente die Gleichung

$$\frac{\partial^2 E_x}{\partial z^2} = \kappa \mu \cdot \frac{\partial E_x}{\partial t} + \varepsilon \mu \cdot \frac{\partial^2 E_x}{\partial t^2}$$
 (11)

 $(\varkappa = \text{spezifischer Wirkleitwert}).$

Als Dämpfungskonstante α erhält man daraus bei Annahme einer sich zeitlich und räumlich sinusförmig verändernden Welle

$$\alpha^{2} = \frac{1}{2} \cdot \omega^{2} \varepsilon \mu \left(-1 + \sqrt{1 + \left(\frac{\varkappa}{\omega \varepsilon} \right)^{2}} \right)$$
 (12)

Durch die Verknüpfung über die Maxwellschen Gleichungen wird die zu E_x gehörende Magnetfeldkomponente H_y mit derselben Dämpfungskonstante α in Fortpflanzungsrichtung gedämpft, der Energiefluß in der fortlaufenden Welle fällt also entsprechend seiner Definition durch den Poyntingschen Vektor mit dem Faktor $\mathrm{e}^{-2\,\alpha}$ ab.

Üblicherweise werden die elektrischen Verluste in Dielektrika durch

den Verlustfaktor beschrieben, das Verhältnis des Wirkleitwertes eines Volumenelementes zu seinem kapazitiven Blindleitwert, also

$$\tan \delta_{\varepsilon} = \frac{\varkappa}{\omega \, \varepsilon} \tag{13}$$

Diese Größe, in Gl. (12) eingesetzt, ergibt

$$\alpha^2 = \frac{1}{2} \cdot \omega^2 \, \varepsilon \, \mu \left(-1 + \sqrt{1 + \tan^2 \delta_\varepsilon} \, \right) \tag{14}$$

Ist tan $\delta_\epsilon \ll 1$, was vor allem bei relativ trockenen Substanzen meist der Fall ist, so läßt sich näherungsweise angeben

$$\alpha \approx \frac{\omega}{2} \cdot \sqrt{\varepsilon \, \mu} \cdot \tan \delta_{\varepsilon}$$
 (15)

Die Energie der Welle und damit auch der Wärmeumsatz in der verlustbehafteten Substanz selbst fällt mit dem Dämpfungsfaktor 2α ab.

$$P_z = P_0 \cdot e^{-\omega \sqrt[3]{\varepsilon \, \mu}} \cdot \tan \delta_{\varepsilon} \cdot z \tag{16}$$

Als Eindringtiefe der Welle (Abfall der Wellenenergie auf 1/e $\approx 37\%$) ergibt sich damit

$$Z_{\varepsilon} = \frac{1}{\omega \sqrt{\varepsilon \, \mu \cdot \tan \delta_{\varepsilon}}} \tag{17}$$

oder mit $\varepsilon=\varepsilon_{\scriptscriptstyle 0}\,\varepsilon_{\scriptscriptstyle 7}$ und $\mu=\mu_{\scriptscriptstyle 0}\,\mu_{\scriptscriptstyle 7}\approx\mu_{\scriptscriptstyle 0}$ für Nichtleiter

$$Z_{e} = \frac{\lambda_{o}}{2 \pi \sqrt[4]{\varepsilon_{r}} \cdot \tan \delta_{e}}$$
 (18)

Die Eindringtiefe beziehungsweise die Dämpfungskonstante beziehen sich dabei auf die bereits ins Medium eingedrungene Welle.

(Wird fortgesetzt)

(eingegangen am 24. September 1958)

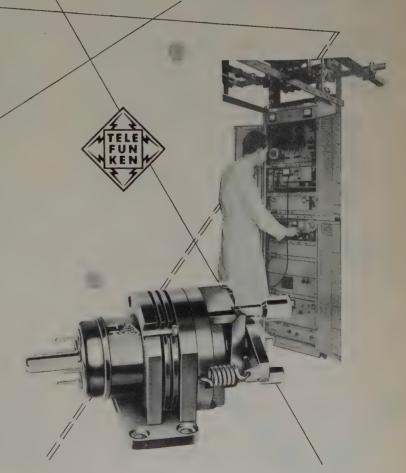
TELEFUNKEN



ein neues Innenkreis-Reflexklystron, durchstimmbar von 3,5 . . . 4,3 GHz. HF-Ausgangsleistung 2,7 W bei einer elektronischen Bandbreite von 20 MHz. Besonders geeignet für Senderendstufen und Modulationsstufen. Zur Verwendung in Richtfunkanlagen, die Fernsehprogramme oder Telefongespräche in 600 Kanälen übertragen.

TELEFUNKEN

RÖHREN-VERTRIEB ULM-DONAU





PHILIPS

Es gibt eine ganze Reihe von Daten, die einen Oszillographen für die Praxis interessant machen. Hier soll der NF-Oszillograph GM 5666 mit hochempfindlichen Gleichspannungsverstärkern vorgestellt werden. Der Vertikalverstärker hat dabei einen Ablenkfaktor von 3 mVss/cm aufzuweisen. Der Zeitmaßstab reicht von 0,3 s/cm bis zu 1,5 us/cm und durch Bilddehnung schließlich bis zu 0,15 µs/cm. In beiden Ablenkrichtungen läßt sich das Bild bis auf das 10fache vergrößern. Viele Synchronisier- und Triggermöglichkeiten eröffnen diesem Oszillographen eine ganze Reihe von Anwendungsmöglichkeiten. Mit Hilfe zusätzlicher Verstärker-Umschalter lassen sich mehrere Vorgänge gleichzeitig abbilden. Außerdem können Einrichtungen für die photographische Registrierung oder für die Großprojektion der Schirmbilder geliefert werden.

... wenn es um Elektronik geht



ELEKTRO SPEZIAL

Hamburg 1 - Mönckebergstraße 7
Philips-Haus



Zur Dimensionierung von Mittelwertanzeigern in der angewandten Radioaktivität

Die in Betrieb befindlichen Kernreaktoren liefern normalerweise auch künstliche radioaktive Atomarten (meistens kurz, wenn auch nicht exakt, "Isotope" genannt) in ausreichenden Mengen und regelmäßig. Damit ist die Entwicklung von Meßwertgebern möglich geworden, die auf der Ausnutzung der Strahlung radioaktiver Stoffe beruhen. Es gibt Fälle, bei denen Isotopen-Meßmethoden den bisherigen Verfahren weit überlegen sind oder sich sogar als einzig gangbarer Weg erwiesen haben [1].

Es sollen die Ergebnisse der statistischen Betrachtungen und der Fehleruntersuchungen soweit angeführt werden, als sie für die Dimensionierung von Anzeigevorrichtungen sowie zur Interpretation der Messungen von Wichtigkeit sind.

1. Poissonsche Verteilung und mittlerer statistischer Fehler

Ausgangspunkt ist das Poissonsche Gesetz, das statistisch verteilte Prozesse beschreibt, deren Einzelwahrscheinlichkeiten klein und konstant sind. Man erhält das Poissonsche Gesetz von folgenden Voraussetzungen ausgehend [2, S. 751ff.]:

- Alle Atome sind gleichberechtigt; das heißt, die Chance, in einem gewissen Zeitintervall zu zerfallen, ist für jedes Atom einer gewissen Gruppe gleich.
- 2) Die Atome sind unabhängig voneinander; wenn ein Atom also in einem gewissen Zeitintervall zerfällt, so beeinflußt das nicht die Möglichkeit, daß ein anderes Atom im selben Zeitintervall zerfällt.
- 3) Die Halbwertzeit ist groß gegenüber der Beobachtungszeit; das heißt, die Chance für ein Atom, während eines gewissen Intervalles zu zerfallen, ist für alle anderen gleich großen Intervalle gleich.
- 4) Die Zahl der Atome sowie die Zahl aller gleichlangen Zeitintervalle ist sehr groß.

Eine elegante Ableitung findet sich bei Bateman [3]. Ist n die mittlere Zahl von Teilchen, die im Zeitintervall t die Einheitsfläche durchqueren oder — einfacher gesagt — registriert werden, dann ist die Wahrscheinlichkeit, daß m Teilchen in eben diesem Intervall t die Einheitsfläche durchqueren,

$$W_n(m) = \frac{(n)^m}{m!} \cdot e^{-n} \tag{1}$$

Werden N Ereignisse gezählt, die der Poisson-Verteilung unterliegen, so berechnet sich der mittlere statistische Fehler der Zahl N, der nach Gauß die Quadratwurzel der Summe aller möglichen Werte der Quadrate der Differenz zwischen den gemessenen Werten μ und dem mittleren Wert N ist, zu

$$D = \sqrt{\sum_{\mu=0}^{\infty} (\mu - N)^2 \cdot \frac{N^{\mu}}{\mu!}} \cdot e^{-N} = \sqrt{N}$$
 (2)

Damit wird der relative Fehler

$$\sigma = \frac{\overline{\sqrt[V]{N}}}{N} = \frac{1}{\sqrt[V]{N}} \tag{3}$$

2. Genauigkeit der Mittelwertbildung und Vergleich mit der Einzelimpulszählung

Wird je Ereignis eine bestimmte Ladungsmenge q=i dt auf einen RC-Kreis gegeben, so ist der abfließende mittlere Strom I=n i dt im Gleichgewicht ein Maß für die Impulsdichte n. Wenn q unabhängig

von n gemacht wird, so ist die Anzeige linear. Eine Einzelablesung an diesem Mittelwertinstrument ist dann mit dem statistisch bedingten relativen Fehler

$$\sigma = \pm \frac{1}{\sqrt{2 n R C}} \tag{4}$$

behaftet [4]. Bei Verwendung einer Ionisationskammer ist dieser Fehler

$$\sigma = \pm \frac{1}{\sqrt{\frac{2JRC}{q}}} \tag{5}$$

wobei \overline{q} die von einem Teilchen in der Ionisationskammer erzeugte mittlere Ladung ist [5].

Für technische Meß- und Anzeigegeräte kommen Einzelimpulszählungen kaum in Frage, daher ist es nützlich, mittelwertbildende Anzeigen hinsichtlich der ihnen anhaftenden Fehlerquellen zu untersuchen. Prinzipiell ist die erreichbare Genauigkeit einer Impulsdichtemessung durch die Informationsmenge (= Impulssumme) bestimmt. Deshalb ist die Genauigkeit einer Einzelimpulszählung wegen des idealen "Gedächtnisses" eines Zählwerkes durch unmittelbare Bestimmung der Impulssumme nicht zu überbieten [6]. Bei Einzelimpulszählung kann man die statistisch bedingte Genauigkeit einer Messung immer über jeden vorgegebenen Wert bringen, man muß nur genügend lange zählen und damit die Impulssumme entsprechend groß werden lassen. Eine Mittelwertmessung hat wegen des Verlustes an Informationsmenge, bedingt durch das schwächere "Gedächtnis"

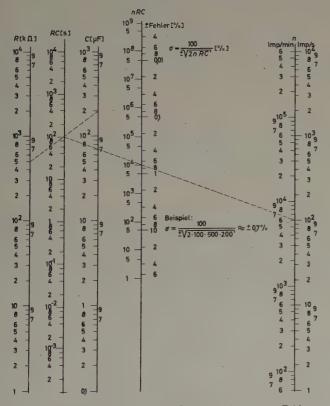


Bild 1. Nomografische Darstellung des Zusammenhanges von Zeitkonstante RC, Impulsdichte n und statistischem Fehler σ einer Mittelwertanzeige

eine geringere Genauigkeit. Sie ist bei einer Einzelablesung gemäß Gl. (4) durch die Abstimmung des RC-Gliedes auf die zu messende Impulsdichte n bestimmt (über Mehrfachablesung s. [4, 6]). Aus dem Nomogramm im Bild 1 kann aus R und C in Verbindung mit der Impulsdichte n sofort der relative Fehler für eine Einzelablesung am Instrument abgelesen werden.

3. Der Zusammenhang von Bedämpfung der Anzeige und Einstellzeit

Ein kleines RC-Glied bewirkt eine große Unruhe des Zeigers und erschwert das Ablesen sehr. Man ist in solchem Falle versucht, den Zeiger länger zu beobachten und so visuell das Mittel aus den Schwan-



- und diese Zeiten bedeuten Kosten - sei es in der Werkstatt, sei es im Büro. Rationell geleitete Betriebe zeigen beispielgebend wie grundlegend wichtig die exakte Registrierung zeitlicher Vorgänge und deren schnelle Auswertung für eine genaue Planung und Kostenermittlung ist.

IBM liefert elektrisch und elektronisch gesteuerte Uhrensysteme. Selbstregulierend überwachen und steuern sie, auch ohne elgenes Leitungsnetz, eine Vielzahl von Uhren und Zeitregistriergeräten verschiedenster Art. Automatisch messen, registrieren und dokumentieren sie zeitliche Vorgänge oder schalten Maschinen, Anlagen, Leuchten und Signale automatisch ein und aus.

IBM-Spezialisten beraten Sie jederzeit unverbindlich.

IBM-Geschäftsstellen finden Sie in allen größeren Städten.



IBM DEUTSCHLAND Internationale Büro-Maschinen Gesellschaft mbH. Hauptverwaltung Sindelfingen bei Stuttgart Terngestenert.

... durch elektromagnetische StartStop-Bremse für zeit- und silbengenauen Toneinsatz! Der
Studio-Plattenspieler EMT 930 besitzt
eine feinfühlige Aufsetzvorrichtung
für die zwei dynamischen Tondosen und einen eingebauten
Entzerrerverstärker
ELEKTROMESSTECHNIK WILHELM FRANZ KG

Lahr/Schwarzwald · Postfach 327 · Telefon 2053

kungen zu bilden, was praktisch einer Vergrößerung der RC-Größe gleichkommt.

Wegen der Dämpfung des Zeigers durch das RC-Glied benötigt eine Mittelwertanzeige eine bestimmte Einstelldauer T_{0e} , um von Null bis auf den Wert zu gelangen, bei dem die Fehlweisung des Zeigers gleich dem statistisch bedingten Anzeigefehler geworden ist.

$$\left(1 - e^{-\frac{T_{0e}}{RC}}\right) = 1 - \frac{1}{\sqrt{2 n_e R C}} \tag{6}$$

Daraus wird

$$T_{0e} = \frac{1}{2} \cdot R C \cdot \ln \left(2 n_e R C \right) \tag{7}$$

Eine für die Praxis ausreichende Näherung ist

$$T_{0e} \approx R C \cdot {}^{10}\log (10 n_e R C)$$
 (8)

Es müssen also n und RC entsprechend der zulässigen Einstellzeit gewählt werden, die bei industriellen Meßgeräten von ausschlaggebender Bedeutung ist und in vielen Fällen die Totzeit der Anlage bestimmt, nämlich dann, wenn bei T_e ein Schaltvorgang stattfindet.

Um eine Mißweisung von p [%] zu erhalten, ist eine von dem RC-Glied abhängige Einstellzeit T_{0p} nötig, wenn die Zählrate wieder von Null ausgeht. Im Bild 2 ist der Quotient T_{0p}/RC in Abhängigkeit von p aufgetragen. So bedingt zum Beispiel eine Meßgenauigkeit von 1% eine Einstellzeit T_{0p} von $4,6 \cdot RC$ [8].

Häufig ändert sich jedoch die Impulsdichte nur von n_1 auf n_e . In solchem Falle berechnet sich T_{1e} zu

$$T_{1e} = \frac{1}{2} \cdot R C \cdot \ln \left(\frac{2 (n_e - n_1)^2}{n_e} \cdot R C \right)$$
 (9)

oder bei Verwendung einer Ionisationskammer

$$T_{1e} = \frac{1}{2} \cdot R C \cdot \ln \left(\frac{2 (J_e - J_1)^2}{J_e \cdot \bar{q}} \cdot R C \right)$$
 (10)

Im Bild 3 ist die Abhängigkeit T=T (n,RC) mit $n=\frac{(n_e-n_1)^2}{n_e}$ aufgetragen. Die gestrichelten σ -Linien, die eine Aussage über die gerade vorhandene Meßgenauigkeit machen, gelten nur für die Werte von n_e oder n_1 , nicht aber für $n=\frac{(n_e-n_1)^2}{n_e}$.

4. Der Einfluß der Zählrohrtotzeit auf die Einstelldauer

Weil Zählrohre und vor allem die an sie angeschlossenen Impulsformerstufen eine Totzeit und nur endliche Empfindlichkeit aufweisen, können Zählverluste nicht vermieden werden. Nimmt man an, daß sich diese Einrichtungen wie "Zähler 2. Art" verhalten [2, 7 (S. 786 ff.)], daß sie also nach jedem gezählten Ereignis eine gewisse Zeit τ "tot" sind, so kann man mit dem Ansatz

$$n_{\text{wahr}} = \frac{n}{(1 - \tau n)} \tag{11}$$

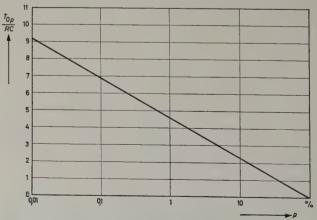


Bild 2. Quotient T_{0p}/RC in Abhängigkeit von p [%] Fehlweisung, wobei T_{0p} die Einstellzeit (von Null ausgehend) ist, bei der bei einer Dämpfung des Zeigers mit der Zeitkonstante RC die Fehlweisung gerade p % vom Endwert ist

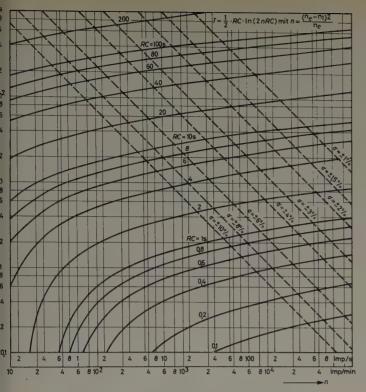


Bild 3. Einstellzeit T einer Mittelwertanzeige in Abhängigkeit von der Impulsdichte n und der Zeitkonstante RC als Parameter, bei der die Fehlweisung gerade gleich der statistischen Ungenauigkeit ist

eine Korrektur an die gemessene Zählrate n anbringen. Die Anzahl der Impulse, die je Zeiteinheit bei einer Impulsdichte n und der Totzeit τ verlorengehen, ist

$$n_{\Delta} = \frac{n^2 \tau}{(1 - n \tau)} \tag{12}$$

Bringt man bei einer Einzelimpulszählung keine Totzeitkorrektur an, so ist es unsinnig, länger als die Zeit T_z zu zählen, bei der gerade der Zählverlust gleich der statistischen Ungenauigkeit ist.

$$\frac{n^2 \tau T_z}{(1 - \tau n)} = \sqrt{n T_z} \tag{13}$$

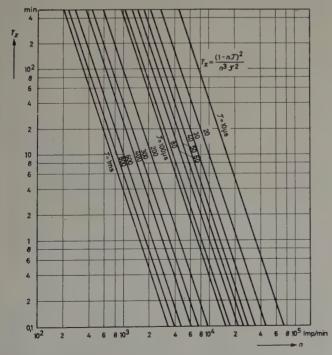
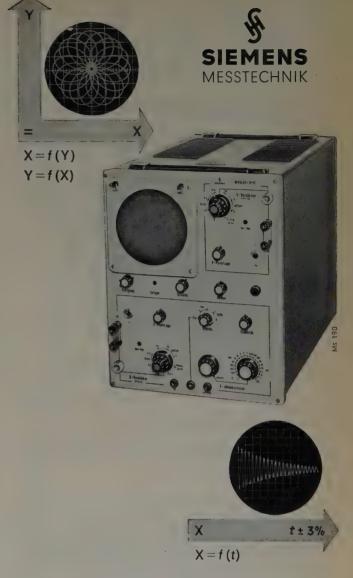


Bild 4. Sinnyolle maximale Zählzeit T_z bei Einzelimpulszählung ohne Totzeitkorrektur in Abhängigkeit von der Impulsdichte n und der Totzeit z als Parameter



Ein universeller Oszillograph hoher Präzision —

für Meßgrößen in Abhängigkeit sowohl von der Zeit als auch von einer anderen Meßgröße ist unser

OSCILLAR I (X=Y)

Mit identisch aufgebauten X- und Y-Verstärkern zeichnet er Lissajoussche Figuren und Kennlinien verzerrungsfrei und phasenrichtig auf. Bei einmaligen und periodischen Meßvorgängen ist die Zeitablenkung (21 auf \pm 3% genau geeichte Stufen von 6 s/cm bis 0,5 μ s/cm) direkt maßstäblich abzulesen. Die hochempfindlichen Gleichspannungsverstärker (bis 1 MHz), die auch die Wechselspannung allein verstärken, haben eine 3,5fache Dehnungsmöglichkeit in X- und Y-Richtung.

Unsere Druckschrift SH 6425 steht zu Ihrer Verfügung.

SIEMENS & HALSKE AKTIENGESELLSCHAFT WERNERWERK FOR MESSTECHNIK



Fordern Sie die reichbebilderte Broschüre FÜ/ER an bei:

ROBOT · BERNING & CO · DÜSSELDORF



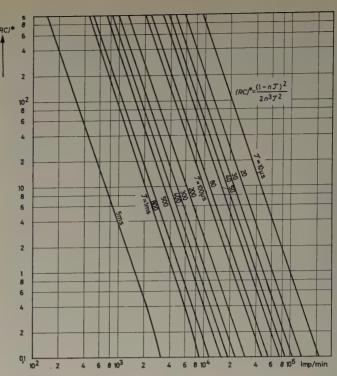


Bild 5. Sinnvolle maximale Zeitkonstante (RC)* bei einer Mittelwertsbildung ohne Totzeitkorrektur in Abhängigkeit von der Impulsdichte n und der Totzeit τ als Parameter

$$T_z = \frac{(1 - \tau \, n)^2}{n^3 \, \tau^2} \tag{14}$$

Bild 4 zeigt die Abhängigkeit T_z von der Impulsdichte n bei verschiedenen Totzeiten.

Ebenso unsinnig ist es, eine übergroße Zeitkonstante RC anzubringen, um die statistische Meßgenauigkeit zu steigern, wenn man keine Totzeitkorrektur vornimmt. Es sei $(RC)^*$ die Zeitkonstante, bei der die statistische Ungenauigkeit der Anzeige gerade gleich dem Zählverlust ist.

$$\frac{n\,\tau}{(1-n\,\tau)} = \frac{1}{\sqrt{2\,n\,(RC)^*}} \tag{15}$$

$$(RC)^* = \frac{(1 - n\tau)^2}{2 n^3 \tau^2} \tag{16}$$

Bild 5 zeigt die Abhängigkeit von $(RC)^*$ von der Impulsdichte bei verschiedenen Totzeiten.

5. Beispiel einer Anwendung der Bilder 1 bis 5

Die Anzeige gehe von Null aus und soll mit einer Genauigkeit von $\sigma \leq \pm \, 4\%$ erfolgen. Aus den Bedingungen der Lebensdauer des Zählrohres und der vertretbaren Präparatstärke ergebe sich eine Impulszahl von $n \leq 10\,000$ Imp/min. Die Totzeit des Zählrohres sei $\tau = 50~\mu \text{s}.$ Weil Zählverluste keine Berücksichtigung finden, entnimmt man aus Bild 5, daß höchstens $RC \leq 44~\text{s}$ sein sollte. Eine Einstellzeit von $T_{0p} \leq 10~\text{s}$ sei zugelassen. Aus Bild 2 ergibt sich für einen Fehler von 4%: $T_{0p}/RC \geq 3,2$. Daraus wird $10 \geq T_{0p} \geq 3,2 \cdot RC$ und $RC \leq 3,1~\text{s}.$

Andererseits bestimmt sich RC im Nomogramm Bild 1 aus $n \le 10^4$ Imp/min und $\sigma \le \pm 4\%$ zu $RC \ge 1,8$ s. Also ist $1,8 \le RC \le 3,1$ s. Aus Bild 1 ersieht man weiter, daß die Zählrate bei RC = 3,1 nur 5800 Imp/min zu sein braucht, um noch einen Fehler von 4% zu sichern.

Sehr übersichtlich entnimmt man die Verhältnisse aus Bild 3, wo alle möglichen einstellbaren Werte von σ , T_{0p} , RC und n innerhalb des Dreiecks liegen, das sich aus der Horizontalen T=10 s, der Vertikalen $n=10^4$ Imp/min und rechtsseitig der Geraden $\sigma=\pm4\%$ bildet. Man ersieht dort, daß sich die Einstellzeit bei $n=10^4$ Imp/min und RC=1,8 s bis auf $T_{0p}=5,8$ s herabsetzen läßt. Ähnlich kann

man die Einstellzeit T_{1e} aus Bild 3 entnehmen, wenn sich die Zählrate nur von n_1 auf n_e ändert.

6. Abschließende Bemerkung

Zusammenfassend kann gesagt werden, daß bei der Dimensionierung eines Meßgerätes ein dem Zweck entsprechendes Optimum bei der Wahl der Impulsdichte n (sie darf wegen der endlichen Lebensdauer eines Zählrohres von 109—1010 Impulsen nicht beliebig hoch gewählt werden), der Zeitkonstante RC und der Totzeit τ des Zählrohres getroffen werden muß, um so die Dämpfung des Instrumentes, die Einstellzeit und die Zählverluste nicht unvertretbar groß werden zu lassen. Durch richtige Abstimmung der Größen aufeinander kann die Genauigkeit einer Mittelwertanzeige bis über die Ablesegenauigkeit herkömmlicher Zeiger- und Schreibinstrumente gebracht werden, so daß mitunter sogar Präzisionsmeßinstrumente angebracht sind.

Schrifttum

- [1] Broda, E., u. Schönfeld, T.: Die technischen Anwendungen der Radio-aktivität. Berlin/München 1956, VEB Verlag Technik/Porta-Verlag
- [2] Evans, R. D.: The atomic nucleus. New York 1955, McGraw Hill
- [3] Bateman, A.: On the probability distribution of \(\alpha\)-Particles, Philos, Mag. Bd. 20 (1910) S. 704
- [4] Schiff, L. J., u. Evans, R. D.: Statistical analysis of counting rate meter. Rev. Sci. Instrum. Bd. 7 (1936) S. 456
- [5] Zumwalt, L. R.: The best performance from beta gages. Nucleonics, Bd. 12
- [6] Graul, E.: Fortschritte der angewandten Radioisotopie. Heidelberg 1957, Hütig-Verlag

(eingegangen am 18. Januar 1958)

AUS INDUSTRIE UND WIRTSCHAFT

Neuer NTG-Vorstand

In der am 2. Oktober 1958 in Stuttgart abgehaltenen Mitgliederversammlung der Nachrichtentechnischen Gesellschaft im VDE (NTG) wurde Prof. Dr.-Ing. Hans Piloty, München, zum Vorsitzenden und Direktor Prof. Dr. phil. nat. habil. Werner Kleen zum Stellvertretenden Vorsitzenden gewählt. Weiterhin gehören dem Vorstand an Prof. Dr.-Ing. Herbert Döring, Aashen, Prof. Dr.-Ing. Friedrich Wilhelm Gundlach, Berlin, Ministerialdirektor Dipl.-Ing. Otto Kirchner, Bonn, Direktor Dr. phil. Fritz Schröter, Ulm, Prof. Dr.-Ing. Walter Wolmann, Stuttgart, und Präsident Dipl.-Ing. Johannes Wosnik, Düsseldorf.

Verleihung der NTG-Preise 1958

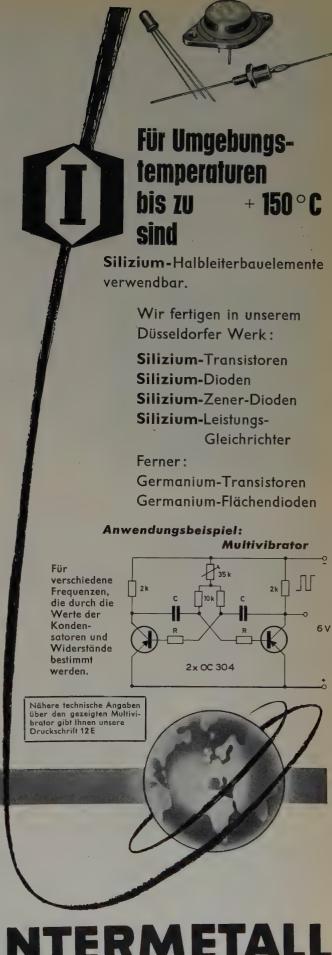
Im Rahmen der anläßlich der 50. VDE-Hauptversammlung in Stuttgart abgehaltenen ordentlichen Mitgliederversammlung der NTG wurde die Verleihung des NTG-Preises 1958 an folgende NTG-Mitglieder bekannt-

Dr.-Ing. Gerhard Piefke, München, Dr.-Ing. Helmut Hartbaum, Pforzheim, Dr.-Ing. Max Lohr, Rosenheim, und Dr.-Ing. Walter Nonnenmacher, Stuttgart.

Schwachstromtechnische Bauelemente

Wie auf der am 2. und 3. 10. 1958 in Bad Wiessee veranstalteten Mitgliederversammlung der ZVEI-Fachabtei'ung Schwachstromtechnische Bauelemente erklärt wurde, hat sich die Stellung dieser Industrie als Zulieferer der Rundfunk-, Fernseh-, Phono- und Fernmeldeindustrie in den letzten Jahren weiterhin wesentlich befestigt. Ihre Produktion ist vom Jahre 1950 mit 80 Millionen DM auf 336 Millionen DM im Jahre 1957 gestiegen, und auch für das laufende Jahr 1958 wird eine weitere Erhöhung erwartet. Die Zahl der Beschäftigten ist im gleichen Zeitraum von 12000 auf 27000 angewachsen. Der Fachabteilung gehören rund 120 Firmen an, und zwar meist mittelständische Unternehmen.

Die Mitgliederversammlung wählte erneut in geheimer Abstimmung zum Vorsitzenden Dr. Eugen Sasse, Fabrikant in Schwabach bei Nürnberg, und zum Stellvertretenden Vorsitzenden Dipl.-Ing. H. Riepka, Direktor in Porz b. Köln. Außerdem wurden zu Leitern der fachlich gegliederten Erzeugnisgruppen gewählt die Herren von Brockdorff, Dr. Dürrwächter, Obering. Lindner, Prokurist Lobbedey, Prokurist Munzer, Dipl.-Ing. Riepka, Dr. Sasse.



Königsallee 14/16 - Vertrieb: Flingerstraße 1/3 Fernschr. 085 82633 · Tel.: Sammel-Nr. 107 17

Industriethyratrons für sehr hohe Leistungen

DK 621.385.38

Im Zuge der stürmischen Aufwärtsentwicklung, die die Elektronik dank der Thyratron-Schaltungstechnik in den letzten Jahren genommen hat, wurde auch für verschiedene Anwendungsgebiete die Forderung nach besonders hohen Regelleistungen gestellt, nicht nur für Sonderanwendungen, sondern auch für automatische Aufzugssteuerungen, Motorsteuerungsanlagen, Widerstandsschweißmaschinen und für Speisung und Regelung großer Elektromagnete. Mit den bisher auf dem Markt befindlichen 12-A-Industriethyratrons ließ sich bereits eine große Anzahl solcher Probleme lösen. Drei Thyratrons vom Typ TQ 2/12 in Dreiphasenschaltung vermögen beispielsweise eine Gleichstromleistung von 36 kW abzugeben. Diese Leistung kann

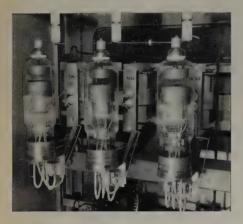


Bild 1. Industrieller Hochleistungsgleichrichter, mit 3 Thyratrons TQ 2/25 bestückt, für eine kontinuierlich regelbare maximale Leistung von 72 kW

Tab. I. Die charakteristischen Daten des Hochleistungsthyratrons TO 2/25

$Heiz$ $dire$ I_f $[A]$	$egin{array}{c} ung \\ ekt \\ egin{array}{c} U_f \\ [V] \end{array}$	Misch- füllung	Umge- bungstem- peratur- grenzen [°C]	Anhe in r be		Sperr-span-nung max.		Anoden- spitzen- strom
27	5	A+Hg	-40 +70	2	2	2000	25	300

Betriebslage beliebig. Besonderes Merkmal: klarer Glaskolben.

jetzt mit den neuentwickelten Brown Boveri-Industrie-Hochleistungsthyratrons vom Typ TQ 2/25 (Bild 1, Tab. I) noch verdoppelt werden, so daß man mit sechs dieser Röhren in einer Sechsphasenschaltung Leistungen bis zu 144 kW erreichen kann. Das sind Werte, die bereits denen von Gleichstrommaschinen recht beachtlicher Größe entsprechen.

Auch bei dieser neuen Röhre wurden wieder sämtliche bei den bisherigen Brown Boveri-Industriethyratrons (TQ 1/2, TQ 2/3, TQ 2/6, TQ 2/12) bewährten und patentierten Herstellmethoden angewendet: das Pillenverfahren, die Mischfüllung und die verstärkte Katode. Röhren, die nach dem Pillenverfahren gefertigt sind, bei dem das flüssige Hg durch pulvergepreßte Mischungen aus HgO und Reduktionsmitteln ersetzt ist, sind frei von allen Nachteilen, die bei einem flüssigen Quecksilberreservoir auftreten können. Solche Röhren bedürfen bei erster Inbetriebnahme oder nach Lageveränderung keiner mehrfach verlängerten Anheizzeit mehr. Sie sind auch an keine bestimmte Betriebslage gebunden. Da kein Verschmieren von flüssigem Quecksilber auf der Innenseite des Kolbens möglich ist, wird die Rückzündungsgefahr vermindert, und es werden höhere Sperrspannungen und höhere Spitzenströme zulässig. So können sämtliche Brown Boveri-Industriethyratrons bis zu einer Sperrspannung von 2000 V betrieben werden, während die bisher allgemein übliche Grenze für Mittelspannungs-Industriethyratrons bei 1500 V lag. Durch die "innere Reinheit" bleibt der Glaskolben dieser Röhren stets klar, ein Kennzeichen der "Pillenröhren", mit dem Nebenvorteil, daß die Röhrenseriennummer in Betrieb stets gut ablesbar bleibt. Um

die bei Röhren mit reiner Hg-Füllung notwendigen langen Anheizzeiten bei tieferen Temperaturen zu vermeiden, die für verschiedene industrielle Betriebe untragbar sind, andererseits aber, um nicht die Nachteile vorzeitiger Gasaufzehrung von reinen Edelgasröhren in Kauf nehmen zu müssen, wurden sämtliche Brown Boveri-Industriethyratrons mit "Mischfüllung" ausgeführt. Hier tritt das Gas lediglich während der kurzen Anheizzeit und bei sehr niedrigen Temperaturen in Funktion, während nach Aufheizung der Quecksilberdampf allein arbeitet. Diese kombinierte Füllung bringt den Vorteil, daß sich solche Röhren bis hinab zu sehr tiefen Temperaturen von —40°C in Betrieb nehmen lassen. So ist die Anheizzeit für die Hochleistungsröhre TQ 2/25 nur etwa 2 min, unabhängig davon, ob sie bei $+30^{\circ}\mathrm{C}$ oder etwa —10°C in Betrieb genommen wird.

Diesen Verbesserungen, die den Röhrengebrauchswert bemerkenswert erhöhen, ist es zu verdanken, daß "Pillen-Mischröhren" bis herauf zu den größten Leistungen höchst zuverlässige Bausteine in der industriellen Elektronik darstellen. Die Ionenröhren, von denen man in der letzten Zeit glaubte, daß sie durch Halbleiter und magnetische Anordnungen überrundet werden würden, sind durch die Pillentechnologie und die Beherrschung höchster Regelleistungen zu einem modernen und höchst wirtschaftlichen Schaltelement, selbst für extrem hohe Ströme, geworden. Speziell in Walzwerkantrieben mit ihren komplizierten Umschaltvorgängen und -regelungen nach bestimmten Funktionen wird man auch in Zukunft nicht ohne Thyratrons auskommen. Wird hierbei als Hauptforderung die Betriebssicherheit erhoben, so läßt sich das mit etwa 30% überdimensioniert gewählten Röhren voll erfüllen. Dann ist aber mit ihnen auch eine ebenso lange, wenn nicht längere Lebensdauer wie mit Magnetverstärkern zu erwarten.

Nicht zuletzt werden elektronische Röhrenantriebe auch deswegen bevorzugt, weil man sie im Werk fix und fertig zusammenbauen kann und beim Kunden keinerlei komplizierte Nachjustierungen mehr nötig sind. Überall dort, wo es auf besonders gute Regeleigenschaften mit hoher Präzision, Schnelligkeit und Regelzeitstabilität ankommt — alles Forderungen, die sich mit mechanischen Einrichtungen oder auch Magnetverstärkern nur schwer erfüllen lassen —, werden Thyratrons in verstärktem Maße herangezogen. Als Beispiel sei die Ausrüstung des Flughafens Schiphol, Holland, mit einer durch Thyratrons elektronisch und stufenlos gesteuerten Schneisenbeleuchtungsanlage erwähnt (Bild 2).

Bei der Verwendung von Hochleistungsthyratrons gilt es, außer den üblichen selbstverständlichen Vorschriften für die Einhaltung der Grenzdaten, lediglich zwei Punkte zu beachten:

- 1) Die Einhaltung der vorgeschriebenen oberen Temperaturgrenze von $+70^{\circ}$ C. Ihre Messung läßt sich mit einem geschirmten Thermometer in etwa 1,5 cm Abstand vom Röhrenkolben durchführen. Notfalls muß ventiliert werden.
- 2) Die Verwendung entsprechend geschalteter Heiztransformatoren mit genügend hoher Impedanz, um die Einschaltströme zu dämpfen, und bei Vollastbetrieb mit 90° $(\pm 30^{\circ})$ Phasenverschiebung zwischen Heiz- und Anodenwechselspannung, um eine gleichmäßige Abnutzung des bei den hohen Anodenströmen hochbelasteten Heizfadens sicherzustellen

(eingegangen am 30. April 1958)

Bild 2. Röhrenbank mit 40 "Thyralux"-Lichtsteuereinheiten zu je 2 Thyratrons TQ '2/6 zur stufenlosen, trägheitslosen Steuerung der 140-kW-Schneisenbeleuchtungen des Flughafens Schiphol (Anpassung der Beleuchtung an die jeweiligen Wetterverhältnisse und Schutz des Piloten vor gefährlicher Blendung)



Valvo erweitert Bildröhrenfabrik

Auf dem Gelände der Bildröhrenfabrik Aachen der Valvo GmbH wurden am 17. Oktober umfangreiche Erweiterungsbauten gerichtet. Die neuen Gebäude werden Fertigungsgruppen für Bildröhrenkolben, Laboratorien, Verwaltungs- und andere Betriebsräume aufnehmen. Auf einer Grundfläche von 10000 m² wurden insgesamt 71000 m³ Raum umbaut, so daß eine Gesamtnutzfläche von 24000 m² zur Verfügung steht.

Zur Zeit sind in der Aachener Bildröhrenfabrik etwa 1000 Mitarbeiter tätig. Nach Fertigstellung der neuen Gebäude werden etwa 1350 Arbeitsplätze vorhanden sein. Die Bildröhren-Produktion in dem Werk wird in diesem Jahr etwa 800000 Stück erreichen.

Neubauten für Telefunken

In das 76 m hohe "Haus der Elektrizität" am Ernst-Reuter-Platz in Berlin, zu dem kürzlich der Grundstein gelegt wurde, ziehen als Hauptmieter Vorstand, Hauptverwaltung und Berliner Geschäftsstelle der Telefunken GmbH ein. Die Firma wird in dem 21stöckigen Hochhaus etwa 15 Geschosse mit einer Gesamtnutzfläche von 9000 m² mieten.

In Hannover errichtet Telefunken zur Zeit an der Nenndorfer Chaussee ein Zweitwerk für die Fertigung von Rundfunkgeräten. Über 27 000 m² beträgt die Fläche, auf der das mehrstöckige Fabrikgebäude mit fast 15 000 m² Bruttofläche in zwei Bauabschnitten errichtet wird. Der umbaute Raum ohne Nebengebäude umfaßt 70 000 m³. In diesem neuen Werk sollen zusätzlich über 1500 Arbeitskräfte ausschließlich mit der Herstellung von Rundfunkempfängern beschäftigt werden. Dadurch wird im jetzigen Werk an der Göttinger Chaussee Fertigungskapazität für die Fernsehempfänger-Produktion frei.

ANGEWANDTE ELEKTRONIK

"Eltrodyn"-Meßsystem

Die "Eltrodyn"-Einrichtung (Dr. Reutlinger & Söhne) zur Auswuchtung von Schleifscheiben im eingebauten Zustand ist eine elektronische Spezial-Meßeinrichtung, mit deren Hilfe es möglich ist, den Unwuchtzustand von Schleifscheiben ständig zu überwachen und außerdem die zu einer Korrektur von Unwuchten erforderlichen Informationen (Unwuchtgröße und Unwuchtlage) meßtechnisch zu bestimmen. Zu diesem Zweck werden die durch die Scheibenunwucht erzwungenen mechanischen Schwingungen des Spindelstockes in eine elektrische Wechselspannung umgewandelt, die durch ein Filter von allen nicht der Spindeldrehzahl entsprechenden Anteilen befreit wird und dann auf einem Meßinstrument zur Anzeige gelangt. Die Nullstelle im Aufnahmeflansch, auf die sich die am Instrument abgelesene Winkeleinstellung der Ausgleichsgewichte bezieht, d.h. der Ausgleichsort, wird stroboskopisch bestimmt. Hierzu wird die von der Unwucht erzeugte Sinusspannung in einen Einzelimpuls umgewandelt, der je Spindelumdrehung einmal eine Blitzröhre zündet. In diesem stroboskopischen Licht kann dann an einem raumfest an der Maschine angebrachten Zeiger die Stelle des mit fortlaufender Bezifferung versehenen Aufnahmeflansches abgelesen werden, an der Masse zuzusetzen ist. Der Anwendungsbereich erstreckt sich je nach Gerätezusammenstellung auf beliebige Scheibengewichte und auf Drehzahlen von 400...30000 U/min, in Sonderfällen bis zu 120000 U/min. **ELRU-Information 419**

Wechselstrom-Drehmelder

Als Typenreihe 28 hat Siemens & Halske eine neue Reihe von Wechselstrom-Drehmeldern (Bauart Kearfott) herausgebracht. Die Geber dieser Typenreihe haben auf dem Rotor eine Einphasenwicklung, auf dem Stator eine Dreiphasenwicklung in Sternschaltung. Die in den Geber eingedrehte Winkelstellung wird bei Verbindung mit einem Momentempfänger als Drehmoment übertragen; bei Verbindung mit einem Steuerempfänger, einem Funktionsgeber oder einem Differentialdrehmelder wird sie von diesen in eine Spannung umgewandelt, die von der Differenz der jeweiligen Winkelstellung vom Geber- und Empfänger-Rotor abhängig ist. Die Momentempfänger dienen vorwiegend zur Fernübertragung von Meß- und Anzeigewerten. Bei den Steuerempfängern ist die abgegebene Spannung eine sin-Funktion des Winkels, der sich aus der Differenz der Rotorenstellungen des Gebers und des Empfängers ergibt. Je zwei um 90° versetzte Wicklungen im Rotor und im Stator kennzeichnen die Funktionsgeber, die bei Rechenoperationen zur Drehung rechtwinkliger Koordinaten und zur Umwandlung rechtwinkliger Koordinaten in Polarkoordinaten und umgekehrt dienen. Die Differentialdrehmelder haben im Stator und im Rotor je eine Dreiphasenwicklung in Sternschaltung und dienen in Verbindung mit Gebern und Steuerempfängern oder Funktionsgebern zur Addition oder Subtraktion von Winkelstel-**ELRU-Information 420** lungen.



ERNST SALHS

Erste Spezialfabrik elektrischer Lötkolben Berlin-Lichterfelde-West und Wertheim am Main

Verlangen Sie die interessante Liste 165 02



ELEKTRONISCHE ZEITRELAIS

OGRAMMSTEUERUNGEN

DEKADEN FÜR SCHNELLZÄHL-EINRICHTUNGEN UND ANDERE ANWENDUNGEN

KONTAKTSCHUTZRELAIS

S CHWEISSZEIMBEGRENZER LICHTELEKTRISCHE STEUERUNGEN

VONA

GEBR. V. ALTEN

FERNRUF 25 34 • FERNSCHREIBER 041 1298



Programmkarten-Geber

Als universell verwendbares Steuergerät für elektrische Vorgänge findet dieses Programmkarten-Schaltwerk (Motoco) ein weites Anwendungsgebiet. Gegenüber üblichen Nockenschaltwerken hat es den Vorteil, daß die in Abhängigkeit von der Zeit zu steuernden Vorgänge vorher in einer Programmkarte festgelegt werden (Aussparung aus der Profilierung einer Kunststoffkarte mit Hilfe einer Spezialzange), die dann nach Einstecken in den Abtastautomaten diesen durchläuft. Zum Übergang auf ein anderes Programm genügt Auswechseln der Programmkarten. Es lassen sich zwölf verschiedene elektrische Vorgänge unabhängig voneinander gleichzeitig oder in zeitlicher, dem Programminhalt entsprechender Folge steuern. Der Antrieberfolgt über einen Synchronmotor mit entsprechendem Untersetzungsgetriebe. Der zeitliche Programmablauf ist durch ein Sichtfenster an der Zeitmarkierung der durchlaufenden Programmkarte jederzeit erkennbar. Nach Programmdurchlauf schaltet sich das Gerät automatisch ab. Inbetriebsetzung mit beliebigem Programmeinsatzpunkt sowie Abschaltung können während des Betriebes über Drucktasten erfolgen. Die normale Durchlaufzeit ist 60 Minuten, die kleinste 2 Minuten. Wesentlich größere Durchlaufzeiten lassen sich mit entsprechend abgeänderten Untersetzungsgetrieben erreichen. Die Genauigkeit der zeitlichen Programmfolge, bezogen auf die Normaldurchlaufzeit von 60 Minuten, ist ± 15 s entsprechend $\pm 0.5\%$. **ELRU-Information 421**

SFIM-Kleinschreiber "A 20"

Dieser Lichtpunkt-Linienschreiber der $Novotechnik\ GmbH$ ist wegen seiner geringen Abmessungen ($100\times120\times166\ \mathrm{mm}$) und seines geringen Gewichtes ($1,6\ \mathrm{kg}$) besonders für Flugversuche, Fahrzeugmessungen und im Labor geeignet. Es lassen sich insgesamt 6 stetig verlaufende Vorgänge, zwei Signale (Ein/Aus) und eine Zeitmarke auf 60 mm Registrierbreite schreiben. Es stehen elektrische Meßwerke und Meßgeber für Absolutdruck, Differenzdruck, Beschleunigung in 3 Achsen, Winkelgeschwindigkeit, Winkelweg, Längsweg, Temperatur, Drehung, Neigung usw. zur Verfügung.

Zeitrelais "ZS 11" und "ZS 14"

Diese Zeitrelais der Elesta AG dienen zur verzögerten Auslösung sekundärer Schaltvorgänge und als Timer zum Einhalten einer bestimmten Ein- und Ausschaltzeit, z.B. zum verzögerten Einschalten der Anodenspannung nach dem Vorheizen der Röhre, zur Schweißzeitbegrenzung, zum Regeln von Belichtungszeiten, als Impulsgeber und als Bauelement in automatischen Steuerungen aller Art. Das Zeitrelais "ZS 11", bei dem der Verzögerungskondensator über einen regelbaren Widerstand aufgeladen wird, hat Verzögerungszeiten bis zu 80 s. Beim "ZS 14" ist der regelbare Widerstand durch eine Ionisationskammer ersetzt. Diese Ausführung eignet sich für lange Verzögerungszeiten und ist auch ohne Stabilsierung weitgehend netzunabhängig.

Präzisions-Flüssigkeitsstandmesser

Zum Messen des Niveaus einer Flüssigkeit oder des Zwischenniveaus zweier Flüssigkeiten dient bei diesem Präzisionsgerät von Evershed & Vignoles Ltd. ein Verdrängungselement, das an einem rostfreien Draht hängt, der auf der Wickeltrommel befestigt ist. Ein Teil des Gewichtes des Verdrängungselementes wird durch den Auftrieb in der Flüssigkeit kompensiert, den verbleibenden Rest nimmt eine Feder auf, deren eines Ende mit einem auf der Achse der Wickeltrommel gelagerten Hebel verbunden ist. Je nach Bewegung der Wickeltrommel schließen zwei damit verbundene Kontakte und ein am Hebel befestigter Kontakt den Stromkreis für einen Motor, der sich entsprechend der Bewegungsrichtung des Hebels so

dreht, daß die Wickeltrommel in eine Stellung geführt wird, in der die Kontakte wieder geöffnet sind. Für Fernübertragungen wird ein Servosystem benutzt. Zum Messen von Zwischenniveaus wird eine Metallelektrode in das Verdrängungselement eingebaut. Über einen gesonderten Stromkreis wird das Verdrängungselement gesenkt, bis es die zweite Flüssigkeit, die ein Leiter sein muß, trifft. Der zwischen der Metallelektrode und der Flüssigkeit geschlossene Stromkreis betätigt ein Relais, das den Motor ausschaltet. Für Flüssigkeiten mit spezifischen Gewichten zwischen 0,5 und 1,1 läßt sich unabhängig von der Meßhöhe eine Genauigkeit von ± 1 mm erreichen, so daß dieser Flüssigkeitsstandmesser den Bedingungen der PTB entspricht.

Industrie-Thermostate

Für schwere Beanspruchungen, wie sie insbesondere im Maschinenbau auftreten, sind die Präzisions-Thermostate der Firma Motoco gut geeignet, da sie ein massives Aluminium-Gußgehäuse haben und das eigentliche Schaltsystem und der Anschlußraum vollkommen gegeneinander gekapselt sind. Die Niedertemperaturtypen "R 20 N" sind für den Temperaturbereich 5°...100°C und die Hochtemperaturtypen "R 20 HT" für Temperaturen bis 1000°C geeignet. Die Schaltgenauigkeit bei den Niedertemperaturtypen ist \pm 0,5°C, die Rückschaltdifferenz ist von Fall zu Fall im Herstellerwerk einstellbar. Als Sondertyp ist ein Thermostat mit geringer Eintauchtiefe (10 mm) lieferbar. Temperaturbereich: bis 130°C.

NEUE BÜCHER

Leitfaden der Funkortung

Von W. Stanner. Bd. 1 der "Lehrbücherei der Funkortung". 4. Aufl. Garmisch-Partenkirchen 1957, Deutche RADAR-Verlagsgesellschaft mbH. 160 + XVI S. m. 74 B. Preis brosch. 26,— DM, geb. 32,— DM. Wenn ein Fachbuch innerhalb von fünf Jahren die vierte Auflage erlebt, bedarf es keiner Betennung daß es auf seinem Fachgebiet eine wichtige

bedarf es keiner Betonung, daß es auf seinem Fachgebiet eine wichtige — um nicht zu sagen, eine unentbehrliche — Veröffentlichung darstellt. Als die erste Auflage 1952 erschien, konnte sie deutsche Gerätemuster nur aus der Zeit bis 1945 anführen. In der Zwischenzeit hat sich die Lage und damit das Buch insofern geändert, daß an vielen Stellen neue deutsche Ausführungen (oder Lizenz-Baumuster) als Beispiele beschrieben werden.

Die Grundgliederung des Buches und sein Gesamtumfang sind etwa erhalten geblieben, insbesondere auch die von Stanner erstmalig auf die Funkortung angewandte morphologische Betrachtungsweise. Trotz zahlreicher neuer Verfahren und Anwendungsformen ist sein "morphologischer Kasten" unverändert vorzufinden. Man vermißt allerdings die Eintragung der in der Neuauflage zusätzlich behandelten Anlagen, wie POPI, TACAN, Dectra, GCA/PAR.

Besonders sei auf die dem Buch vorangestellte "Zeittafel der Funkortung" aufmerksam gemacht, eine Einrichtung, die man allen zusammenfassenden Technik-Darstellungen wünschen möchte. Auch die zahlreichen in den Text eingestreuten Übersichtstafeln über Anlagen, Geräte, Standorte und Frequenzen stellen eine wertvolle Ergänzung dar. Das Schrifttumverzeichnis wurde gegenüber den früheren Auflagen modernisiert; die Herausnahme vieler älterer Veröffentlichungen scheint dem Rezensenten allerdings ein Nachteil, ebenso wie das Fehlen von Literaturhinweisen im Text. Leider enthält auch die Neuauflage wieder kein für einen "Leitfaden" so unentbehrliches Sachregister.



ELRU-Informationen

Wünschen Sie ausführliche Informationen über die in diesem Heft besprochenen Geräte und Anlagen oder über die im Anzeigenteil angekündigten Erzeugnisse?

Dann geben Sie uns bitte auf anhängender Karte durch Ankreuzen der jeweiligen Kennzahlen Ihre Wünsche bekannt. Wir geben Ihre Wünsche gern kostenlos und ohne Verbindlichkeiten für Sie an die Hersteller weiter.

ELRU - Informationen



Neue Erzeugnisse · Industrie-Druckschriften

Halbleitergleichrichter

Die soeben erschienene Druckschrift "RGF 55026" enthält das Typenprogramm mit Gehäuseabmessungen und wichtigsten elektrischen Daten für Flachgleichrichter, Rundfunktund Fernsehgleichrichter, Stabgleichrichter, Amplitudenbegrenzer, Modulatorgleichrichter, Germaniumgleichrichter und Siliziumgleichrichter.

ELRU-Information 499

Degussa "Degussit AL 23"

"Degussit AL 23"
Isolierteile aus "Degussit AL 23"
bestehen aus reinem Aluminiumoxyd, das zu festen Körpern gesintert wird. Es ist beständig
gegen oxydierende und reduzierende Gase und im Hochvakuum
sowie gegen alle im Elektronenröhrenbau verwendeten Metalle.
Die üblichen Handelsformen sind
Platten und Ringe, die speziell für
den Bau von Keramikröhren geeignet sind. "Degussit AL 23" ist
mit den bekannten modernen
Verfahren metallisierbar.

ELRU-Information 500

Electronest Drehspul-Meßrelais "SV 10"

Dieses Meßrelais mit magnetischer Kontaktdruckverstärkung ist als Drehspulrelais, Drehspulrelais mit Gleichrichter, Differentialrelais und als Drehspulrelais mit Thermo-Umformer lieferbar. Die Steuerwerte sind von 0,5% des Meßwertes an aufwärts einstellbar. Bei Schaltung durch Regler kann durch Weglassen der Kontaktdruckverstärkung der Steuerwert von Null ab geregelt werden. Die Genauigkeit ist ±1% vom Meßbereich-Endwert, die Ansprechempfindlichkeit 0,1 µW (1 µA oder 0,5 mV bei kleinstem Meßbereich).

ELRU-Information 501

English Electric Valve Speicherröhre E 702

Diese Speicherröhre E /02

Diese Speicherröhre mit 4" nutzbarem Schirmdurchmesser hat
elektrostatische Ablenkung. Das
Bild auf dem Schirm bleibt ohne
Anderung 1 bis 2 Minuten erhalten und ist bis zu 10 Minuten
sichtbar. Die gespeicherten Informationen lassen sich durch Anlegen eines positiven Impulses in
30 ms löschen.

ELRU-Information 502

Voltage Stabilisers and Reference Tubes

In einer neuen 42seitigen Broschüre werden technische Hinweise über den Einsatz von Spannungsstabilisatoren gegeben; es folgen die Daten der Stabilisator-

röhren und Referenzröhren der Firma (QS-Typen).

ELRU-Information 503

General Radio VHF/UHF Equipment

Auf 12 Seiten beschreibt diese Druckschrift Meßgeräte für die Meter- und Dezimeterwellen-Technik. Sie enthält auch die technischen Angaben für normale und dielektrische Messungen, ein Admittanz- und ein Transfer-Funktionsmeter, koaxiales Zubehör, Oszillatoren, Modulatoren, Spannungszeiger und motorische Skalenantriebe für die automatische Darstellung von Meßdaten.

ELRU-Information 504

Hartmann & Braun Kontinuierliche Gasanalyse

Dieser 6seitige Prospekt gibt einen guten Ueberblick über die verschiedenen Meßverfahren zur kontinuierlichen Gasanalyse und stellt die zur Durchführung der Messung bestimmten Geräte mit Bild und technischen Daten vor.

ELRU-Information 505

Keller Spezialtechnik Fernmessen, Fernsteuern, Fernregeln

Der vierseitige Prospekt stellt in Kurzform das Lieferprogramm

vor und enthält u.a. Hinweise auf Temperaturfühler, Feuchtegeber, elektronische Regelrelais, Null-relais, Zeitplangeber, Nachlauf-potentiometer, Stellantriebe und Stellgetriebe.

ELRU-Information 506

Dr. B. Lange Flammenwacht

Die neue lichtelektrische Flammenwacht, 15 F 1" für Ölbrenner arbeitet mit einem Silizium-Photoelement, das wegen der hohen Infrarot-Empfindlichkeit, Konstanz und Temperaturun-empfindlichkeit besondere Vorteile bietet. Das zugehörige Transistor-Relais ist in einem Isolierstoffgehäuse untergebracht und kann über fast beliebig lange Leitungen mit dem Photoelement verbunden werden.

ELRU-Information 507

Novotechnik Analogrechner "A 938"

Dieser Analogrechner der Novo-technik GmbH dient zur Lösung von Systemen linearer Differen-tialgleichungen mit konstantem tialgleichungen mit konstantem Koeffizienten und von Systemen algebraischer Gleichungen mit mehreren Unbekannten. Er besteht im wesentlichen aus 12 Gleichstromverstärkern hoher Verstärkung (> 100000), die als Rechenverstärker in Verbindung mit äußeren Bauelementen die

FUNK-TECHNIK

FERNSEHEN - ELEKTRONIK



enthält in den Novemberheften u. a. folgende Beiträge:

1. Novemberheft 1958 (21)

Lohnt sich die Rundfunk-Stereophonie? Fernübertragung von elektrischen Meßwerten »Arabella-Stereo« — Eine Truhe mit 24 Watt Ausgangsleistung »Magnetophon 85« — Ein neues Heim-Magnettongerät 465-MHz-Kleinsender

Weinheimer Tagung der Ultrakurzwellen-Amateure Ecklautsprecher für Stereo-Wiedergabe Drehmelder und ihre Anwendungen (3) Messung der Anzugszeit von Relais Besonderheiten auf der Zürcher Fernseh- und Radio-Ausstellung Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (30)

2. Novemberheft 1958 (22)

Das Rauschen Rundfunk-Stereophonie-Systeme Rundfunk-Stereophonie im Ausland

Gedanken über die Durchführung der Rundfunk-Stereophonie Röhrendaten für den Entwurf von Autoempfängern mit 60 V Anodenspahnung
Testschallplatte für die akustische Prüfung von Stereo-Wiedergabeanlagen
Zur Dimensionierung elektronisch stabilisierter Netzgeräte

Konverter für das 10-m- und das 15-m-Band Salon de la Radio et de la Télévision Wirkungsweise und Schaltungstechnik der Elektronenröhre (31)

FT-Kurznachrichten · Persönliches · Von Sendern und Frequenzen · Aus Zeitschriften und Büchern Beilagen: Transistor-Schaltungstechnik · Der Oszillograf als Meßgerät

VERLAG FÜR RADIO-FOTO-KINOTECHNIK GMBH, Berlin-Borsigwalde

Grundrechenoperationen darstellen. Ein eingebautes Voltmeter zeigt fortlaufend die Resultate an. Zum Registrieren läßt sich par-allel ein Schnellschreiber oder Oszillograf anschließen.

ELRU-Information 508

L. Pusi Glas-Elektroden

Die neue Sammelliste gibt einen Überblick über die serienmäßig hergestellten Glas-Elektroden, Kalomel-Elektroden und Metall-Elektroden. Alle Elektroden zeichnen sich durch sichere Potentialeinstellung, einfache und handliche Form sowie Stabilität aus. Eine Anzahl von Typen ist auch mit Bruchschutz aus Nylon lieferbar. **ELRU-Information 509**

Sefram Laufskalen-Galvanometer

Das Laufskalen - Galvanometer "Moviscale" mit beweglicher Leuchtskala von 450 mm effek-tiver Länge, das in Deutschland von *Electronest* vertrieben wird, von Electronest vertrieben wird, eignet sich besonders für vergleichende Ausschlagmessungen, die große Präzision erfordern. Es ist in vier Normalausführungen lieferbar für Meßbereiche zwischen 0.05 und 5 μA bei Innenwiderständen zwischen 2500 und 35 Ω . ELRU-Information 510

Schleicher-Relaisbau KG Schaltautomatik

Als Katalog Nr. 58 hat die Firma

eine 168 Seiten umfassende Liste eine 168 Seiten umtassende Liste über ihre Relais und Relais-An-ordnungen herausgegeben. Der Katalog enthält technische Da-ten, Maße und Preise; er ist unterteilt in die Gruppen Schalt-relais, Zeitrelais, Programm-Steuergeräte, Sondergeräte.

ELRU-Information 511

Siemens Erprobte Gegentaktzerhacker

Einige erprobte Schaltungen für Gegentaktzerhacker mit Transi-storen sowie für Gleichspannungs-wandler mit 3 W und 20 W Aus-gangsleistung bringt die Druck-schrift "SH 6719".

ELRU-Information 512

TeKaDe TeKaDe-Mitteilungen, Nr. 7/1958

Diese Ausgabe bringt u. a. die technischen Daten des Universalnischen Daten des Universal-Röhrenvoltmeters zum Messen von Wechselspannungen (10 Hz ...100 kHz), Gleichspannungen und Gleichströmen sowie die Fortsetzung der Beiträge "Transistoren" und "Physik und Ferti-gungstechnik des Kupferoxydul-gleichrichters".

ELRU-Information 513

E. Tesch Programmwählautomat "PSA"

Dieser Programmwählautomat ist eine Weiterentwicklung der

Programm-Schaltwerke "ZSL" und "PSV", bei denen ein einmal festgelegtes Programm bei konstanter Kontaktbestückung nur bedingt verändert werden kann. Im Gegensatz dazu kann beim "PSA" über eine Programmscheibe, auf der durch eingedrückte Stifte ein gewähltes Programm festgelegt ist, dieses innerhalb kürzester Zeit durch Auswechseln der Scheibe oder neues Einwählen verändert werden.

ELRU-Information 514

Valvo Valvo-Berichte Nr. 3/58

Das im ersten Aufsatz besprochene einfache Verfahren zur Temperatur-Stabilisierung des Temperatur - Stabilisierung des Arbeitspunktes von Transistor-empfängern nach dem Prinzip der halben Speisespannung bietet die Möglichkeit, Verstärkerstufen die Möglichkeit, Verstärkerstufen mit nur einem einzigen Schaltelement an Stelle von vier Elementen, die sonst erforderlich wären, zu konstruieren. Zwei weitere Aufsätze behandeln Fortschritte im Röhrenbau durch Keramikumhüllungen und Untersuchungen am Ratiodetektor. Schutzgebühr für das Heft: 3,—DM. ELRU-Information 515

Kleinstlautsprecher

Die Typen "AD 2200/Z" und "AD 1200/Z" haben nur 63,5 mm Korbdurchmesser. Die Resonanz-frequenz liegt bei 300 Hz. Der mit etwa 1 W belastbare Typ "AD 1200/Z" hat 28,7 mm Ein-

bautiefe, der mit 1,2 W belast-bare Typ "AD 2200/Z" nur 23,2 mm Einbautiefe.

ELRU-Information 516

VDO-OTA

Drehzahlwarngerät

Drehzahlwarngerät löst bei einer bestimmten Drehzahl oder Geschwindigkeit ein optisches oder akustisches Signal aus. Es enthält in spritzwasserdichter und tropenfester Ausführung ein Wirbelstrom-System mit Unterbrecherkontakt. Der Einstellbereich des Warnkontaktes muß über 1000 U/min liegen; max. Drehzahl 2000 U/min.

ELRU-Information 517

Wisi Programmschaltgerät-Serie "WA"

Für Aufgaben aus dem Bereich der industriellen Elektronik und verwandter Gebiete steht als Reihe "WA" eine Serie von Steuer- und Programm-Schaltgeräten zur Verfügung. Als gesteuerte Folgeschaltungen und als selbständige Programmgeber sind diese Schaltgeräte vor allem für Aufgaben aus dem Bereich der Automatisierung geeignet. Die nach dem Baukastenprinzip aufgebauten Geräte ermöglichen die Anwendung verschiedener Antriebsverfahren (Schrittschaltwerke, Synchron- und Spaltpolmotoren, Handbetätigung).

ELRU-Information 518

ELRU-Information 518

DORNHEIM

er die Regelung von Stromrichter-Reversierantrieben

e Eingefäßschaltung mit Polwendeschalter und die Feldumkehrsteuerung isen Totzeiten auf, die in der gleichen Größenordnung liegen. Dem Aufwand ies Polwendeschalters steht der zweier Feldstromrichter gegenüber, so daß h Kosten und Aufwand bei beiden Schaltungen etwa die Waage halten. Die ldumkehrsteuerung kann jedoch vollständig ohne bewegliche Kontakte ausführt werden, was als ihr wesentlicher Vorzug anzusehen ist. Es tritt eine ihe recht komplizierter Regelprobleme auf, deren Lösung mit modernen geltechnischen Mitteln zu einem hohen Stand der Reversier-Regelantriebe t Stromrichterspeisung geführt hat. Die Bedienung des Motors beschränkt h auf Einstellung der gewünschten Drehzahl ; Programmvorwahl ist möglich.

ektronische Rundschau l. 12 (1958) Nr. 12, S. 414–416

DK 621, 375,121

. J. SCHMIDT-TIEDEMANN

in RC-Verstärker mit 60 MHz Bandbreite

ir eine RC-Verstärkerschaltung, bei der die schädlichen Kapazitäten mit ilfe von zwischengeschalteten Katodenverstärkern kompensiert sind, wird e Übertragungsfunktion aufgestellt und diskutiert. Daraus ergeben sich inweise auf die optimale Dimensionierung, insbesondere hinsichtlich der erteilung der schädlichen Kapazität auf zwei benachbarte Röhren. Mit einer aktisch ausgeführten Verstärkerstufe (bestehend aus zwei Röhren) wurde ne Bandbreite von 62,5 MHz bei 5,3facher Verstärkung erreicht.

ektronische Rundschau J. 12 (1958) Nr. 12, S. 421–424

DK 621.317.75

um Stand der Oszillografentechnik

achdem im ersten Teil (Elektron. Rdsch. Bd. 12 (1958) Nr. 11) ausführlich e Technik der Verstärkerschaltungen beschrieben wurde, wird im vor-genden zweiten Teil die Schaltungstechnik der Zeitablenkung und der gerung behandelt. Die Technik der Katodenstrahlröhren und deren Hochannungsnetzteil sowie die Stromversorgungseinheit und die Eigenschaften oderner Oszillografen werden abschließend in dem folgenden dritten Teil

ektronische Rundschau 1. 12 (1958) Nr. 12, S. 433–436

DK 621.385.12:538.567.3:621.316.54

STARITZ

altkatodenröhren als Schaltverstärker und Schalter

ie im Glimmentladungsbereich arbeitenden und wie ein Thyratron steuerren Kaltkatoden-Glimmrelaisröhren haben ein sehr umfangreiches Anweningsgebiet gefunden. Der Verfasser beschreibt die Wirkungsweise einer lchen Kaltkatodenröhre und gibt als Beispiele Steuerschaltungen für Kaltatodenröhrenverstärker, für Hochleistungs-Schaltverstärker und für die nwendung für Meßwertübertragung und Regelungsanlagen an. Ebenso wern ein Tonfrequenzempfänger für Netz-Rundsteuerung und -Signalisierung wie ein Sendeverteilerschalter mit Dekadenzählröhre und ein Empfangsrteiler mit Kaltkatodentetroden besprochen.

U. KIRSCHNER

Berechnung von Dämpfungsgliedern vorgegebener Charakteristik

Bei der Entwicklung und Dimensionierung von hochlinearisierten Verstärkern sind oft, um Eigenschwingungen zu vermeiden, stabilisierende Netzwerke notwendig. Auch werden oft einfachere Netzwerke mit vorgeschriebenem Frequenzgang für Entzerrungszwecke benötigt. In einer Tabelle sind für bestimmte Dämpfungscharakteristiken Dämpfungsglieder in dualer Schaltung mit je einer Kapazität oder Induktivität und 2 oder 3 Widerständen sowie die Formeln für die Dämpfungsänderung und die Phase über der normierten Frequenz angegeben. Aus einer anderen Tabelle sind in analoger Weise die Dämpfungscharakteristiken und die entsprechenden Formeln für duale Dämpfungsschaltungen mit gedämpften Parallel- und Reihenschwingkreisen zu ersehen.

Elektronische Rundschau Bd. 12 (1958) Nr. 12, S. 417–420

DK 621.373.029.6:621.365.55

W. SCHMIDT

Mikrowellengeneratoren mit abgeschlossenem Arbeitsraum zur dielektrischen Erwärmung von Nahrungsmitteln und Industrieprodukten

Der vorliegende zweite Teil der Arbeit befaßt sich ausführlich mit der Meßtechnik für Mikrowellengeneratoren mit abgeschlossenem Arbeitsraum zur dielektrischen Erwärmung von Nahrungsmitteln und Industrieprodukten. Behandelt werden: Mikrowellengenerator im Ersatzschaltbild, das Magnetron-Generatordiagramm, Messungen mit Signalgenerator auf niedrigem Leistungsniveau, Messungen mit Magnetrons von hohem Leistungsniveau, Störspannungsmessungen. Da ein Magnetron ein kompletter Mikrowellensender ist, sind die Entwicklungsarbeiten an Industrie-Magnetrons und -Geräten sehr eng miteinander verknüpft. Ein entsprechendes Testgerät wurde in einer kleinen Serie parallel zu den Entwicklungsarbeiten am Magnetron Valvo 7091 in der Magnetron-Applikationsgruppe des Entwicklungslabors der Radioröhrenfabrik Valvo GmbH entwickelt und untersucht.

Elektronische Rundschau Bd. 12 (1958) Nr. 12, S. 426-432

DK 621.396.1:621.371

E. ROESSLER

JANET, Übertragung mit meteorischer Streuung

Durch die meteorische Streuung wird die Reichweite im UKW-Gebiet weit über den Funkhorizont ausgedehnt. Die zusammenfassende Arbeit enthält Angaben über den Ausbreitungsvorgang, die Raumverteilung, Betrachtungen zur Frequenzbandbreite und zum Antennengewinn und geht abschließend auf die in der Literatur unter dem Namen "JANET" bekanntgewordene amerikanische Anlage ein.

Elektronische Rundschau Bd. 12 (1958) Nr. 12, S. 439–440

Frequenzgang-Meßeinrichtung	(AEG)
Terzfilteranalysator "2110"	(Brüel & Kjaer)
Tantalkondensatoren	(Chimel)
Dämmerungsschalter	
Image Orthicon P822	(English Electric Valve)
Strahlungsüberwachungsgerät "FH 40 T"	(Frieseke & Hoepfner)
Klystron-Sender "50 T"	(Levinthal Electronic Products)
Modulationskennlinienschreiber "MKS 285"	(Rafena Werke)
UKW-Klein-Meldeempfänger	(Standard Elektrik Lorenz)
4-Watt-Transistorverstärker "ELA V 630"	(Telefunken)

Summary

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, Vol. 12 (1958) No. 12

H. DORNHEIM: On the Control of Rectifier Reversible Drives p. 407-411

The circuit of several anodes unit with pole changer and the reversible excitation control have dead-periods of the same magnitude. The performance of a pole changer corresponds that of two excitation rectifiers, so that expense and performance of both the circuits are similar. The essential advantage of the reversible excitation control is its operation entirely without any moving contacts. The necessity of solving a number of complicated control problems with modern techniques has resulted in the method of reversible drive with rectifier feeding being brought to a good standard. The setting of the motor speed is the only adjustment necessary, Preselection of programme is possible.

U. KIRSCHNER: Calculation of Attenuators of Given Characteristic

p. 412-414

Frequently, stabilizing networks are necessary in the development and design of highly linear amplifiers. Simpler networks with predetermined frequency response are utilized for antidistortion purposes. In a table attenuators connected in dual with a capacitance or an inductance each and 2 or 3 resistances as well as the formulas for the alteration of the attenuation for certain attenuation characteristics and the phase shift over the normalized frequency are given. Attenuation characteristics and the corresponding formulas for dual attenuation circuits with damped parallel and series resonant circuits are analogously demonstrated by another table.

K. J. SCHMIDT-TIEDEMANN: RC-Amplifier with 60 Mc/s Bandwidth

The transmission function of a RC amplification circuit in which the stray capacitances are compensated with the help of inserted cathode amplifiers is derived and discussed. Hints at the optimal design, especially in reference to the distribution of the stray capacitance to two neighbouring valves are derived from this method. A bandwidth of 62.5 Mc/s at 5.3 fold amplification is obtained by a two-stage amplifier.

W. SCHMIDT: Microwave Generators with Closed Operating Space for Dielectric Heating of Victuals and Industrial Products p. 417—420

The present second part of the article describes in detail the measuring technique of microwave generators with closed operating space for dielectric heating of victuals and industrial products. Following facts are considered: Microwave generator in equivalent circuit diagram, magnetrongenerator diagram, measurement with signal generator of low performance level, measurements with magnetrons of high performance level, noise voltage measurements. Developments of industrial magnetrons and industrial units are connected closely, a magnetron being a complete microwave transmitter. A corresponding test unit has been developed in small series parallel to the developments of the magnetron Valvo 7091 by the magnetron-application group of the research laboratorium in the radio valve plant Valvo GmbH.

C. HEINDL: On the State of Oscilloscope Technique p. 42:

Whereas amplifier circuits having been described in the first part of the article (Elektron. Rdsch. Vol. 12 [1958] No. 11), the present second part deals with time-deflection circuits and triggering. The technique of cathode ray tubes and their high voltage power supply as well as the power supply and the features of modern oscilloscopes will be pointed out in the following third part.

E. ROESSLER: JANET, Transmission by Meteor Scatter p. 426-432

Meteor scatter gives rise to VHF ranges far beyond the optical horizon. The summarising work gives information on the wave-propagation process, space division, and considerations of frequency bandwidth, also aerial gain. Finally, the American equipment known as JANET in literature is considered.

Le résumé

ELEKTRONISCHE RUNDSCHAU, tome 12 (1958) No 12

H. DORNHEIM: Le réglage de commandes d'inversion à redresseurs

Le montage à un seul tube et à inverseur de polarité, ainsi que celui à inversion de champ, sont sujets à des temps morts de même ordre de grandeur. Du point de vue économique, les montages avec un inverseur ou avec deux redresseurs d'excitation sont à peu près équivalents. Le dernier travaille, toutefois, sans contacts en mouvement, ce qui est à considérer comme avantage essentiel. Les problèmes de réglage qu'il implique sont assez ardus. Leur solution, possible par la technique moderne de réglage, a conduit au perfectionnement des commandes d'inversion alimentées par redresseurs. Le réglage du moteur consiste simplement dans le choix de la vitesse de rotation désirée; une programmation est possible.

U. KIRSCHNER: Calcul d'atténuateurs de caractéristique donnée

p. 412-414

Dans le cas des amplificateurs hautement linéaires, on doit souvent utiliser des réseaux stabilisateurs pour éviter des oscillations spontanées. Des réseaux plus simples, à caractéristique de fréquence donnée, sont également utilisés dans des montages de correction. Un tableau indique, pour des caractéristiques d'atténuation données, des réseaux d'atténuation en montage dual comportant une capacité on une self-induction et deux ou trois résistances. Conjointement, on trouve, en fonction de la fréquence de reférence, les expressions pour l'atténuation et la phase. D'une manière analogue, un autre tableau résume les caractéristiques et formules pour des atténuateurs duals avec circuits amortis série où parallèle.

K. J. SCHMIDT-TIEDEMANN: Amplificateur R-C d'une largeur de bande de 60 MHz p. 414-416

L'auteur établit et discute la fonction de transfert d'un amplificateur R-C dans lequel les capacités parasites sont compensées par des amplificateurs cathodiques intermédiaires. Il en déduit des indications pour le choix des éléments, notamment en ce qui concerne la répartition de la capacité parasite sur deux tubes voisins. Un étage d'amplification réalisé comporte deux tubes et permet d'obtenir une bande passante de 62,5 MHz avec un gain de 5,3.

W. SCHMIDT: Générateurs de micro-ondes à espace d'action fermé pou chauffage diélectrique d'aliments et de produits industriels p. 417—42

La présente seconde partie de l'article est consacrée à une étude détaillée de la technique de mesure des générateurs à micro-ondes à espace d'action fermée pour chauffage diélectrique d'aliments et de produits industriels. Les sujets traités sont: Le schéma équivalent du générateur de micro-ondes; le diagramme magnétron-générateur; mesures avec générateur étalonné à basse puissance, mesures avec magnétrons de forte puissance mesure de tensions de perturbation. Le magnétron étant un émetteur de micro-ondes complet, une étroite collaboration entre les fabricants et utilisateurs de magnétrons est nécessaire. Parallèlement aux travaux de mise au point sur le magnétron Valvo 7091, un appareil expérimental a été produit en petite série par le service d'applications de magnétrons des Éts. Valvo.

C. HEINDL: L'état actuel de la technique oscilloscopique p. 421-424

La technique des montages amplificateurs ayant été décrite dans la première partie de cette série d'articles (Elektron. Rdsch. tome 12 (1958), N°11), la présente deuxième partie est consacrée à la technique des bases de temps et des déclencheurs. Une troisième partie sera publiée ultérieurement; elle sera consacrée aux tubes cathodiques et leur alimentation, à l'alimentation des autres étages de l'oscilloscope, ainsi qu'aux caractéristiques des oscilloscopes modernes.

E. ROESSLER: JANET, transmission par dispersion météorique

p. 426-432

La dispersion météorique étend la propagation des ondes très courtes loin au-delà de l'horizon radio-électrique. L'article contient un aperçu sur le phénomène de propagation et sur la distribution spatiale, ainsi que des considérations relatives à la largeur de bande et au gain d'antenne finalement il traite d'une installation américaine connue, dans la littéra ture, sous le nom de JANET.